

JP2004266586
PUB DATE: 2004-09-24
APPLICANT: HITACHI LTD

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

US2004174840
PUB DATE: 2004-09-09
APPLICANT: YANO TAKASHI, ; TAMAKI SATOSHI, ; HANAOKA SEISHI, ; KATO TAKESHI, ;
HITACHI, LTD

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2004-266586

(43)Date of publication of application : 24.09.2004

(51)Int.Cl.

H04J 15/00

(21)Application number : 2003-055096

(71)Applicant : HITACHI LTD

(22)Date of filing : 03.03.2003

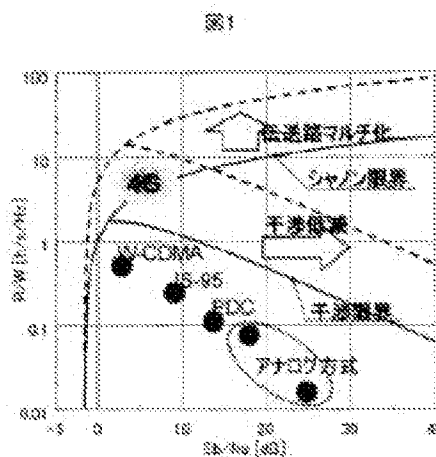
(72)Inventor : YANO TAKASHI
TAMAKI SATOSHI
HANAOKA MASAYUKI
KATO TAKESHI

(54) DATA TRANSMITTING AND RECEIVING METHOD OF MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a mobile communication system in which a frequency utilizing efficiency is considerably improved by extending an operating limitation of a conventional mobile communication system.

SOLUTION: Data transmission method in the mobile communication system is equipped with a transmission pathway multiplying means for extending Shannon Limit and an interference reducing means for extending an interference limit. More specifically, an M number of modulators and L number of transmitting antennas are provided at a transmission side. An L number of signals are produced by multiplying the M number of the modulated signals by a complex matrix comprising an M×L number of elements, so that the L number of the signals are transmitted from the L numbers of the antennae.



(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-266586

(P2004-266586A)

(43) 公開日 平成16年9月24日 (2004.9.24)

(51) Int. Cl. ⁷

H04J 15/00

F1

H04J 15/00

テーマコード (参考)

5K022

審査請求 未請求 請求項の数 20 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2003-55096 (P2003-55096)
(22) 出願日 平成15年3月3日 (2003.3.3)

(71) 出願人 000005108
株式会社日立製作所
東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地
(74) 代理人 100075096
弁理士 作田 康夫
(72) 発明者 矢野 隆
東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地
株式会社日立製作所中央研究所内
(72) 発明者 玉木 諭
東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地
株式会社日立製作所中央研究所内
(72) 発明者 花岡 誠之
東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地
株式会社日立製作所中央研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 移動通信システムのデータ送受信方法

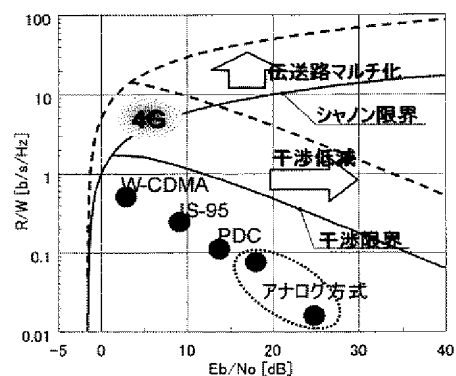
(57) 【要約】

【課題】従来の移動通信システムの運用限界を拡張し、周波数利用効率を大きく改善した移動通信システムを提供する。

【解決手段】本発明の移動通信システムにおけるデータ伝送方法は、シャノン限界を拡張する伝送路マルチ化の手段と、干渉限界を拡張する干渉低減手段とを備えたことを特徴とする。より具体的には、送信側にM個の変調器とL個の送信アンテナを備え、M個の変調信号に対してM×L個の要素からなる複素行列を乗じることでL個の信号を生成し、これをL個の送信アンテナから送信することを特徴とする。

【選択図】 図1

図1



【特許請求の範囲】

【請求項1】

送信局と受信局を有する移动通信システムであって、
上記送信局は、
複数の変調器と、
送信データを符号化して符号語にし、該符号語を複数の信号に分配して上記複数の変調器に向けて出力する符号化器と、
上記複数の変調器で変調された送信信号に、該送信信号を複数のアンテナから送信するためのビームフォーミングを行う演算部と、
複数のアンテナとを有し、
上記受信局は、
上記送信局の上記複数のアンテナから送信された信号をそれぞれ受信する複数のアンテナと、
上記複数のアンテナから入力された信号をもとに上記複数の信号を分離するMIMO変調器と、
上記MIMO変調器から出力される複数の信号を復調する複数の復調器と、
上記復調された複数の信号を復号化する復号化器とを有することを特徴とする移动通信システム。

【請求項2】

請求項1記載の移动通信システムであって、
上記送信局は、M個の上記変調器と、L個の上記アンテナを有し、
上記演算部は、上記変調器から入力されるM個の信号に $M \times L$ 個の要素からなる複素行列を乗算し、
上記複素行列は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路状態に基づいて定められることを特徴とする移动通信システム。

【請求項3】

請求項1記載の移动通信システムであって、上記符号化器の符号化率は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路状態に基づいて定められることを特徴とする移动通信システム。

【請求項4】

請求項1記載の移动通信システムであって、上記変調器は多値変調を行うことを特徴とする移动通信システム。

【請求項5】

請求項4記載の移动通信システムであって、上記送信局は上記符号語を蓄積する第1のバッファを有し、
上記第1のバッファは、上記符号語を分割して順次上記複数の変調器へ出力し、
受信局から送信される正常受信通知信号に応答して、
上記第1のバッファは上記変調器への出力を停止して蓄積された上記符号語をクリアし、
上記符号化器は上記クリアされた符号語の次の符号語を上記第1のバッファへ出力し、
上記正常受信通知信号は、上記受信局において、受信された符号化単位全体が正常に復号されたことを表す信号であることを特徴とする移动通信システム。

【請求項6】

請求項4または5記載の移动通信システムであって、
上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間のMIMO伝搬路の並列度に応じて上記変調器における変調多値数を制御することを特徴とする移动通信システム。

【請求項7】

請求項5記載の移动通信システムであって、
上記受信局は上記複数の復調器の出力を蓄積する第2のバッファと、上記復号化器の出力を蓄積する第3のバッファと、誤り検出器とを有し、

上記復号化器は、逐次上記第2のバッファに蓄積された信号を読み出して復号化を行い、
該復号結果を出力し、
上記誤り検出器は、上記復号結果により符号化単位全体が正常に復号されているか否かを
判断し、
符号化単位全体が正常に復号されている場合には、
上記送信局に上記正常受信通知信号を送信し、
上記第3のバッファは蓄積された復号結果を出力することを特徴とする移動通信システム
。

【請求項8】

請求項5記載の移動通信システムであって、
上記複数の変調器は、各符号語について、上記第1のバッファが出力した符号語ビット数
または上記複数の変調器が変調した変調シンボル数が所定の基準値を超えた場合に、上記
多値変調の変調多値数を下げることを特徴とする移動通信システム。

【請求項9】

請求項8記載の移動通信システムであって、
上記所定の基準値は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間
の伝播路状況に応じて変更されることを特徴とする移動通信システム。

【請求項10】

複数のアンテナを有し、複数のアンテナを有する受信局に複数の伝送路を用いてデータを
伝送する送信局であって、
複数の変調器と、
送信データを符号化して符号語にし、該符号語を複数の信号に分配して上記複数の変調器
に出力する符号化器と、
上記複数の変調器で変調された複数の送信信号に送信指向性を与える演算を行う演算部と
、
上記演算部から出力された信号を上記受信局に送信する複数のアンテナを有することを特
徴とする送信局。

【請求項11】

請求項10記載の送信局であって、
M個の上記変調器と、L個の上記アンテナを有し、
上記演算部は、上記変調器から入力されるM個の信号に $M \times L$ 個の要素からなる複素行列
を乗算し、
上記複素行列は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝
搬路状態に基づいて定められることを特徴とする送信局。

【請求項12】

請求項10記載の送信局であって、
上記符号化器の符号化率は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナ
との間の伝搬路状態に基づいて定められることを特徴とする送信局。

【請求項13】

請求項10記載の送信局であって、
上記符号化部から出力された符号語を蓄積するバッファを有し、
上記バッファは、上記符号語を分割して順次上記複数の変調器へ出力し、
上記受信局から送信される正常受信通知信号に応答して、
上記バッファは上記変調器への出力を停止して蓄積された上記符号語をクリアし、
上記符号化器は上記クリアされた符号語の次の符号語を上記バッファへ出力し、
上記正常受信通知信号は、上記受信局において、受信された符号化単位全体が正常に復号
されたことを表す信号であることを特徴とする送信局。

【請求項14】

請求項10記載の送信局であって、
上記複数の変調器は多値変調を行い、

該多値変調の変調多値数は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路の並列度に応じて定められることを特徴とする送信局。

【請求項15】

請求項13記載の送信局であって、
上記複数の変調器は多値変調を行い、
該多値変調の変調多値数は、各符号語について、上記バッファが出力した符号語ビット数または上記複数の変調器が変調した変調シンボル数が所定の基準値を超えた場合に下げられることを特徴とする送信局。

【請求項16】

複数のアンテナを有し、複数のアンテナを有する受信局に複数の伝送路を用いてデータを伝送する送信局におけるデータ送信方法であって、
送信データを符号化して符号語にし、
上記符号語を複数の信号に分割して各信号を変調器で変調し、
複数の上記変調信号ごとにまとめて、上記複数のアンテナから送信する際の送信指向性を与える演算を行い、
上記演算結果を上記複数のアンテナから送信することを特徴とするデータ送信方法。

【請求項17】

請求項16記載のデータ送信方法であって、
上記送信局は、M個の上記変調器と、L個の上記アンテナを有し、
上記演算は、上記変調器から入力されるM個の信号にM×L個の要素からなる複素行列を乗算する手順であり、
上記複素行列は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路状態に基づいて定められることを特徴とするデータ送信方法。

【請求項18】

請求項16記載のデータ送信方法であって、
上記符号化器の符号化率は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路状態に基づいて定められることを特徴とするデータ送信方法。

【請求項19】

請求項16記載のデータ送信方法であって、
上記受信局から受信される正常受信通知信号に応答して、
変調を行っている途中の符号語の変調を中止し、該符号語の次の符号語の変調を開始し、
上記正常受信通知信号は、上記受信局において、受信された符号化単位全体が正常に復号されたことを表す信号であることを特徴とするデータ送信方法。

【請求項20】

請求項16記載のデータ送信方法であって、
上記変調は、多値変調であり、
該多値変調の変調多値数は、上記送信局の複数のアンテナと上記受信局の複数のアンテナとの間の伝搬路の並列度に応じて定められることを特徴とするデータ送信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、移动通信システムにおけるデータ伝送方式に関する。

【0002】

【従来の技術】

1980年代のはじめ、米国でアナログ携帯電話AMPS (Advanced Mobile Phone Service)、国内でも大都市方式の自動車電話サービスが開始されて以来、今日に至るまで指数的に利用者数が増加してきている。それに伴い、多数のユーザを収容できる大容量化が求められ、1988年に大容量アナログ方式のサービスが開始された。これらのアナログ方式は第1世代(1G)と呼ばれている。その後、第2世代と位置づけられるTDMA (Time Division Multiple A

ccess)方式に基づくデジタル携帯電話サービスが1990年代初頭に開始されている。1991年には欧州でGSM(Global System for Mobile Communications)方式、1993年には日本国内でPDC(Personal Digital Cellular)、同じく1993年に米国でD-AMPS(Digital AMPS)方式(IS-54)のサービスが開始され、現在の移動通信の繁栄をもたらした。少し遅れて、CDMA(Code Division Multiple Access)方式を採用したIS-95(cdmaOne)方式が実用化され、1996年に韓国、米国など、更に1998年には国内でもサービスが開始された。IS-95に基づく方式は、前記TDMA方式の第2世代(2G)と区別して第2.5世代(2.5G)と呼ばれることもある。そして、2001年10月には、第3世代(3G)と位置づけられるIMT-2000方式の一つW-CDMAのサービスが日本国内で開始されるに至っている。

【0003】

更に、次の世代の移動通信である第4世代移動通信(4G)に向けた取り組みも活発化してきており、100Mbit/sをセルラ環境で実現するという目標が広く認知されてきた。100Mbit/sという通信速度はIMT-2000の100倍程度であり、限られた無線周波数資源を有効に活用するために、いかに狭い周波数帯域で高い伝送レートを実現するかが重要課題となっている。

【0004】

以降では、周波数利用効率を次のように定義する。すなわち、セル(セクタ化している場合にはセクタ)当たりのトータルビットレートRとサービスの面展開に用いられるシステム周波数帯域幅Wを用いて、その比 R/W を周波数利用効率と呼ぶこととする。これは、移動通信システムに対し1Hzの周波数帯域を割り当てた時に一人のユーザが一つのセル、またはセクタを占有して得られる最大ビットレートに相当し、 R/W の向上はシステムがユーザに対して提供できる最大ビットレートの向上を意味する。

【0005】

周波数利用効率の尺度で前記、従来の移動通信システムを見てみると、図16に示すように周波数利用効率 R/W が世代の進化に従って改善されてきていることがわかる。また、これまでの移動通信システムの周波数利用効率の改善は、無線通信方式自体の所要Eb/N₀の低減と密接に関連していることがうかがえる。Ebは、通信データ1ビットあたり送信に必要なエネルギー、N₀は周波数帯域に対する雑音電力密度を表す。2Gではデジタル化、2.5GではCDMA方式とViterbi符号の採用、3GではTurbo符号の採用などが所要Eb/N₀の低減を実現した主要技術と考えられる。

【0006】

4Gに向けた更なる周波数利用効率の改善は、3Gまでの移動通信システムにあまり活用されてこなかった新しい技術に期待されている。その一つはアダプティブアレイアンテナの活用である。アダプティブアレイアンテナを用いた信号伝送方法を図17に示す。送信側では、送信データに対し通信路符号化100、変調101を施し、これにM個の複素重み係数をかけた信号を作成(102)し、アレイ状に配置したM個の送信アンテナ(103-1~103-M)から送信する。このとき、102において乗ずる係数と送信アンテナ(103-1~103-M)の位置関係から送信指向性が生じ、これを制御することで目的とする通信相手のいる方向に電波を強く放射するようビームを構成することができる。また、受信側でもアレイ状に配置したN個の受信アンテナ(104-1~104-N)で受信した信号を、複素重み係数をかけた上で加算合成(105)する。この時、105において乗ずる係数と受信アンテナ(104-1~104-N)の位置関係から受信指向性が生じ、これを制御することで、目的の通信相手のいる方向からの電波をより強く受信し、その他の方向からの電波を相対的に受けにくくするようにビームを構成することができる。これにより干渉波に対する所望波の強度を強くすることができる。

【0007】

また、他の技術として、MIMO(Multiple-Input Multiple-

Output) 伝搬路の利用が挙げられる。図18にMIMOを用いた信号送受信方法を示す。送信データに対して通信路符号化100を施し、M個の異なる信号を出力する。これらをそれぞれ別々に変調(101-1~101-M)した上で、アレイ状に配置した複数の送信アンテナ(103-1~103-M)から送信する。このM個の送信信号は、伝搬路において複雑に混ざり合って受信側に到達する。受信側では、アレイ状に配置したN個の受信アンテナ(104-1~104-N)で受信した信号に対し、M行N列の複素行列をかける(108)事によりM個の信号を得る。このとき、この複素行列を前記伝搬路で混ざった信号を互いに分離するように構成することで、108からの出力信号を変調器101-1~101-Mで変調された信号に対応した信号とすることができる。そこで、これらM個の信号を、それぞれ復調器106-1~106-Mで復調し、通信路復号化器107で復号することで受信データを得る。以上により、同一無線周波数上でM個の異なる信号を並列に伝送することができ、周波数利用効率の高い通信ができるとされている。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】

しかるに、これらの技術は移動通信に適用した場合、実はあまり大きな周波数効率の改善は期待できない。周波数利用効率にはシャノン限界と呼ばれる理論限界が存在する。図1に示すように、第3世代であるW-CDMA方式において、周波数利用効率は既にシャノン限界にかなり近づいており、これを改善するには図1中で右上方向に運用ポイントを移動させていく必要がある。しかしながら、移動通信においては、他のセル、セクタからの干渉の存在により、シャノン限界に加えて干渉による限界(図1中の干渉限界)が存在する。W-CDMA方式は、シャノン限界と干渉限界から定義される移動通信システムの運用限界内において実現可能な最大の周波数利用効率にかなり近い周波数利用効率を達成しており、これ以上の周波数利用効率の改善を実現するには、これらの限界自体を拡張する技術が必要となっている。

【0009】

前記、アレイアンテナの適用は、干渉波に対する所望波の強度を強くすることができるため、干渉限界を押し上げることができる。これにより、システム運用限界は拡張されるが、シャノン限界は、図1中で右にいくほど傾きが鈍っており、アダプティブアレイアンテナによって周波数利用効率を大きく改善するためには、非常に強力な干渉低減が必要となってしまう。

【0010】

一方、前記MIMO方式は、複数の伝送路を構築(伝送路マルチ化)できるため、単一の伝送路を利用していたこれまでのシステムのシャノン限界を図1中で上方向に拡大することができる。従って、周波数利用効率の改善効果は一見大きく見える。しかし、移動通信においては前記干渉限界が存在するため、シャノン限界が拡張されても干渉限界とシャノン限界で定義されるシステム運用が可能な領域は、やはりあまり大きく改善せず、MIMOを用いた効果を享受できない。

【0011】

従って本発明の第一の目的は、前記システム運用限界を効果的に拡大し、周波数利用効率を大きく改善した移動通信システムを提供することにある。また、本発明の第二の目的は、端末の移動に伴って逐次変化する伝搬路に追従して、図1中の運用ポイントを適切に制御することにある。

【0012】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するために、本発明の移動通信システムにおけるデータ伝送方法は、前記シャノン限界を拡張する伝送路マルチ化の手段と、前記干渉限界を拡張する干渉低減手段とを備えたことを特徴とする。より具体的には、送信側にM個の変調器とL個の送信アンテナを備え、M個の変調信号に対してM×L個の要素からなる複素行列を乗じることでL個の信号を生成し、これをL個の送信アンテナから送信することを特徴とする。

【0013】

更に前記、本発明の第二の目的を達成するために、送信側には、通信路符号化手段、バッファ手段、M個の変調手段、L個の送信アンテナを備え、通信路符号化手段により符号化された符号語をバッファ手段に蓄え、受信側より正常受信が通知されるまでバッファ手段より逐次符号語の一部を読み出して、前記M個の変調手段にて変調し、M個の変調信号に対して $M \times L$ 個の要素からなる複素行列を乗じることでL個の信号を生成し、これをL個の送信アンテナから送信することを特徴とする。また、受信側ではN個の受信アンテナ、M個の復調手段、バッファ手段、通信路復号化手段を備え、符号語の一部を受信する毎に逐次バッファに蓄積し、蓄積された受信信号に対し、逐次通信路復号化を行い、正常に復号された時に送信側に正常受信を通知することを特徴とする。

【0014】

【発明の実施の形態】

図2に、本発明の第一の実施例を示す。送信信号は、通信路符号化器100にて、通信路符号化され、シリアル・パラレル変換などにてM個の信号を得る。これらM個の信号は、変調器101-1～101-Mで変調され、M個の複素変調信号（変調シンボル）を得る。変調器101-1～101-Mで行う変調は、多値変調でもよい。また、通信路符号化器の出力にあるシリアル・パラレル変換を変調器の後に配置することで、ひとつの変調器で順次M個の複素変調信号（変調シンボル）を得て、これらをシリアル・パラレル変換して後述の複素行列演算手段に提供する構成も回路規模の面から好ましい。これらM個の複素変調信号（変調シンボル）は、 $M \times L$ 個の複素係数から構成される複素行列と複素行列演算部109にて掛け合わされ、L個の複素信号を得る。該L個の複素信号はL個の送信アンテナ103-1～103-Lにて送信される。この際、複素行列演算部109にてM個の変調信号はL個の送信アンテナから異なる複素重みにて送信されることでビームフォーミングを施された状態で並列に送信される。受信側では、N個の受信アンテナ104-1～104-Nを用いて受信されたN個の受信信号に対して、 $N \times M$ 個の複素係数からなる複素行列とMIMO復調器108にて掛け合わされ、M個の複素信号（受信シンボル）を得る。該M個の複素信号（受信シンボル）に対して復調器106-1～106-Mにてそれぞれ復調を行い、M個の復調信号を得る。M個の復調信号は、通信路復号化器107に入力され、通信路復号処理を受け、受信データとして出力する。ここで、前記M個の複素信号（受信シンボル）に対し、ひとつの復調器で順次復号処理を行うことでM個の復調信号を得て、前記、通信路復号化器107に順次供給する構成も回路規模の面から好ましい。ここで、送信側と受信側は、いずれが基地局であっても移動局であってもよい。

【0015】

図14に前記通信路符号化器100の構成例を示す。図14は、ターボ符号を用いたものである。送信データはまず誤り検出符号付加手段200にて、誤り検出符号を付加する。次にターボ符号器201にて2つの再帰的組織畳み込み符号器204、206とインタリーブ205によって符号化され符号語U、Y1、Y2を出力する。更にパラレル・シリアル（P/S）変換器202にて一連の符号語として出力する。この際、出力するビット列の順番を入れ替えるインタリーブ処理を同時に施すことが望ましい。

【0016】

図4に変調器101-1～101-Mにて変調された変調信号の構造を示す。M個の各変調信号はデータ信号D-1～D-Mと定期的に挿入される基準信号P-1～P-Mからなる。データ信号D-1～D-Mは、送信データによって作られる信号で、送信データによって変化する。一方、基準信号P-1～P-Mは、システムで決められた既知の信号で、受信側でMIMO復調器108、及び復調器106-1～106-Mにて復調の際の参照信号として用いられる。

【0017】

図7に、前記複素行列演算部109の動作を示す。変調信号D-1～D-M（P-1～P-M）は $M \times L$ 個の複素係数から構成される複素行列[A]と乗算され、L個の複素信号T-1～T-Lを得る。この際、複素行列[A]を求める必要がある。アダプティブアレイアンテナと同じ考え方で変調信号D-1～D-M（P-1～P-M）について独立にビ

ームフォーミングを行うと、結果として行列[A]の列ベクトルはすべて同一の値となってしまふ。この結果、 $D-1 \sim D-M$ ($P-1 \sim P-M$) が受信側で分離できなくなってしまうため、従来のビームフォーミングの考え方で行列[A]を求めることは出来ない。本発明における複素行列[A]は、実現される通信路容量 $C = \log_2 (\det(I + (P_s/P_n)(H)H^H))$ を最大化するようにとるのが望ましい。ここで、 $\det()$ は行列式、 P_s はM個の送信信号の平均電力、 P_n は平均受信雑音電力、 I は単位行列、 $()^H$ は行列の複素共役転置を表すものとする。また、 H はL個の送信アンテナとN個の受信アンテナ間の伝搬行列で $L \times N$ 個の複素行列として表現できる。Cを最大化するための行列Aを求める具体的方法としては、 $\sum (A_{ij})^2$ ($i=1 \sim L, j=1 \sim M$) を一定値とする制限の中で、一般的な多変数非線形関数の最大化アルゴリズムを用いればよい。 $\sum (A_{ij})^2$ を一定値とするのは、送信電力を規定するためである。なお、MIMO伝搬路に関する情報である行列Hは、受信側で観測した結果を送信側に通知することで方法がもっとも考えやすいが、送受逆方向の通信が存在する場合、逆方向の信号を観測することで伝搬路行列Hを導出することも可能である。また、伝搬路行列Hについて、信頼できる情報がまったく得られない場合は、行列[A]を乱数的に生成することも可能であるが、この場合は、アダプティブアレイアンテナのビームフォーミングの効果は得られず、送信ダイバーシティ効果のみが得られることとなる。

【0018】

図8に前記MIMO復調器108の動作を示す。N個の受信アンテナ104-1~104-Nからの受信信号 $R-1 \sim R-N$ に $N \times M$ の複素行列[B]を乗算し、M個のMIMO復調信号 $D'-1 \sim D'-M$ を得る。ここで、複素行列[B]は、送信側の複素行列演算部および伝搬路で互いに混ざり合ったM個の変調信号を分離するように構成する。具体的には、前記図4に示した基準信号 $P-1 \sim P-M$ が送られたはずの既知の信号になるべく近くなるように[B]を決定すればよい。このためには、雑音や干渉による影響を最小化するMMSE (Minimum Mean Square Error) アルゴリズムを適用すればよい。

【0019】

図15に前記通信路復号化器107の構成例を示す。復調器106-1~106-Mで復調された受信した一連の信号は、シリアル・パラレル(S/P)変換器212にて U' 、 $Y1'$ 、 $Y2'$ に分離され、ターボ復号器203にて復号処理を受け、復号結果 U'' を出力する。この際、復号器207、209とインタリーブ208、211、デインタリーブ210を繰り返し用いた繰り返し復号により受信誤りが訂正される。送信側の通信路符号化器でインタリーブ処理が施されている場合は、前記シリアル・パラレル(S/P)変換器212にて対応するデインタリーブ処理を同時に施すものとする。

【0020】

以上、第一の実施例によれば、MIMO方式による伝送路マルチ化の効果と、アダプティブアレイアンテナによる干渉低減効果の双方が享受でき、図1中4Gと書かれたポイントに示すように周波数利用効率を大きく改善した移動通信におけるデータ伝送方法が提供される。ただし、伝搬路の状況によっては必ずしも目標としたポイントで運用することが出来るとは限らない。例えば、MIMO伝搬路の伝搬路行列Hの行ベクトル間の相関が強くなり伝搬路の並列度、すなわち有効に利用できる並列伝送路数が減少してしまうような場合は、行列Aの一部の列ベクトルに成分が偏り、伝送路マルチ化の効果が乏しくなってくる。このような場合は、逆にビームフォーミングの効果を得られやすくなるため、干渉低減の効果が大きくなってくる。従って、図1中での運用ポイントは右側に偏移させることが望ましい。このためには、変調多値数を大きくすること、および、符号化率を大きくして冗長度を下げることのいずれか、もしくはその両方を行うことで実現することになる。

【0021】

次に、図3に本発明の第二の実施例を示す。通信路符号化器101、複素行列演算部109、送信アンテナ103-1~103-L、受信アンテナ104-1~104-N、MI

MO復調器108、通信路復号化器107の動作は、第一の実施例と同一である。第二の実施例においては、通信路符号化された符号語はバッファ110に一時蓄えられる。バッファ110に蓄えられた符号語は、少しずつ読み出され変調器111-1~111-2にて変調される。この際、QAM (Quadrature Amplitude Modulation) などの多値変調方式によって複数ビットを同時に変調することが望ましい。バッファ110からの読み出し動作、及び変調動作は受信側より正常受信が通知されるまで繰り返して行う。受信側では、MIMO復調器108からの出力信号(受信シンボル)に対し、それぞれ送信側の変調器111-1~111-Mに対応した復調器112-1~112-Mにて復調を施しバッファ113に逐次累積する。バッファ113は、一符号化単位の受信を完了していなくても少し受信信号が累積される度に累積結果を通信路復号化器107に送り出し、復号を試行する。復号結果は誤り検出器114にて送信側で付加された誤り検出符号を用いて検査を行い、結果を送信側に通知する。誤りなく正常に受信できたことを検出すると、バッファ113をクリアし、次の符号化単位の復号に備える。バッファ115には、通信路復号化器107による復号結果が逐次オーバーライトされて蓄積されるが、誤り検出器114から正常に受信できたことの通知があると、受信信号として出力される。

【0022】

図9にバッファ110の構成例を示す。符号化器110から出力される位置符号化単位の符号語は、書き込みアドレス発生器120によって発生されたアドレスに従い、メモリ121に順次書き込まれる。一方、書き込まれた符号語は、読み出しアドレス発生器122によって発生されたアドレスに従い、順次部分的に読み出され、シリアル・パラレル(S/P)変換器123によって並列化され、前記変調器111-1~111-Mに供給される。ここで、一符号化単位の符号語をすべて送りきっても、受信側から正常受信が通知されない場合、既にメモリ121中に蓄積されている符号語を再度読み出して送りなおす。この際、読み出しアドレス発生器122から発生するアドレスの順番を変えることが望ましい。これにより、符号語のビット毎の信号品質の偏りをなくすことが出来る。

【0023】

図5に前記変調器111-1~111-Mの動作を示す。上から64QAM, 16QAM, QPSKの動作を示している。64QAMでは(b0, b1, ..., b5)の6bitを一まとめとして64通りのビットの組み合わせをI, Q複素平面上の64点にマッピングして出力信号I+jQ(変調シンボル)を得る。同様に16QAMでは(b0, b1, b2, b3)の4bitを16点に、QPSKでは(b0, b1)の2bitを4点にマッピングする。

【0024】

図6に復調器112-1~112-Mの動作を示す。図6では16QAMの場合の動作を示しているが、他の変調方式においても同様である。(b0, b1, b2, b3)の4bitの復調結果を得るにあたり、図中、四角の点で示す受信信号点(受信シンボル)から、b0=0に対応する変調信号点、b0=1に対応する変調信号点のうちもっとも近い物をそれぞれ選択し、受信信号点(受信シンボル)からの距離をそれぞれ測定し、L00, L01とする。この結果より、b0の受信信号尤度として $L00^2 - L01^2$ を出力することで復号を行う。b1~b3についても同様である。

【0025】

図10に前記バッファ113の構成例を示す。前記復調器112-1~112-Mの復調結果は、パラレル・シリアル(P/S)変換器124にて一連の復調信号列に変換される。一方、書き込みアドレス発生器125によって発生されたアドレスに従い、これまでに受信した同一の符号語に対する復調信号をメモリ126から読み出し、加算器127にて前記パラレル・シリアル(P/S)変換器124から出力された一連の復調信号列と加算され、再度メモリ126に蓄えられる。メモリ126に蓄えられた復調結果は、一符号化単位の受信を完了していなくても少し受信信号が累積される度に読み出しアドレス発生器128に従ってメモリ126から読み出され、通信路復号化器107に送り出される。誤

り検出器114で誤りなく復号できたことが検出された信号が供給されると、メモリ126、および書き込みアドレス発生器125を初期化し、次の符号語の受信に備える。なお、当然ではあるが、図10中の書き込みアドレス発生器125と読み出しアドレス発生器128の関係は、前記図9中の書き込みアドレス発生器120と読み出しアドレス発生器122の関係と互いに逆の関係としなくてはならない。

【0026】

以上、第二の実施例の送信側の動作を図10に、受信側の動作を図11に示す。送信側においては、まず、一符号化単位の符号化を行い、符号語を生成する(300)。次に送信繰り返し回数をカウントする変数nを1に初期化する(301)。更に、伝送路の状態に応じて変調器111-1~111-Mで行う変調方式を決定する(302)。n回目の送信がまだ行われていない符号語の一部を変調して送信する(303)。受信側から正常受信が通知されれば300に戻り、次の符号語を生成する。正常受信が通知されなければ、302に戻り残りの符号語の送信を続ける。ただし、n回目の符号語の送信が完了した場合は、nを1増やして(306)符号語を重複しておく。受信側では、受信に先立ち、まず、一符号化単位の符号語に対応する受信信号の尤度をクリアする(310)。次に受信繰り返し回数をカウントする変数nを1に初期化する(311)。更に、伝送路の状態に応じて復調器112-1~112-Mで行う復調方式を定める変調方式を決定する(312)。送られた符号語の一部を復調し、復調結果の尤度をこれまでの受信信号による尤度と合成する(313, 314)。それまでに復調した結果を用いて、符号化単位全体が正常に復号できているか確認し(315)、復号できていれば復号結果を出力(318)し、送信側にたいして正常受信を通知(319)し、310に戻る。正常に復号できていないときには更に受信信号の復調を続ける(316, 317)。ここで、変調方式を決定するに当たり、伝搬路の瞬時的な品質を参照して、品質がよければ多値数の大きな変調方式、品質が悪ければ多値数の小さな変調方式を選択するのが適当である。より簡便には、図13に示すように、これまでに符号語をどの程度送信したかによって変調方式を決定することも好ましい。図13に示すような制御を行うことで、簡便ではあるが、少ない符号語で送信が完了すれば、平均的には高い多値数で伝送されたこととなり、符号語を多く送るほど実質的な多値数は小さくなる。少ない符号語で送信が完了するということは、伝搬路の品質が良いことを意味しており、より多くの符号語を必要とするということは伝搬路の品質が悪いことを意味する。従って、図13に示す制御によって、伝搬路の状況に応じて変調方式を制御したことと同様な効果が期待できる。

【0027】

以上、第二の実施例によれば、一符号化単位の送信にかかる時間が伝搬路の状況に応じて自動的に変化し、結果として、図1中の運用ポイントを適切に制御されたことになる。ただし、第一の実施例と同様、MIMO伝搬路の並列伝送路数が低下した場合、変調多値数の向上や符号化率の向上を行うことが望ましい。本第二の実施例では受信側で正常受信を確認するまで符号語を送り続けることで実質的に符号化率が適正に制御される。すなわち、符号語の一部を送ったのみで復号が成功すれば等価的に送られた符号語の冗長性が少なかったこととなり、実質的に符号化率が大きくなる。また、逆に符号語を何度も繰り返して送った結果、初めて復号が成功した場合には、実質的に符号化率が小さかったことになる。一方、変調多値数については第一の実施例と同様に制御することが望ましい。すなわち、MIMO伝搬路の並列伝送路数が低下した場合、変調多値数を大きくとることが望ましい。これは、図13に示した変調多値数の切り替え制御と併用する場合、切り替え閾値を制御することに相当する。すなわち、MIMO伝搬路の並列伝送路数が低下した場合、変調多値数を低下させるための符号語送信量の閾値を大きくすればよい。

【0028】

【発明の効果】

本発明によれば、これまでの技術を適用した移動通信システムのデータ伝送方式に比べて、周波数利用効率を大幅に改善したデータ伝送方式が提供できる。また、伝搬路の動的な変動に対しても変調方式、伝送速度が適切に制御されたデータ伝送方式が提供できる。

【 0 0 2 9 】

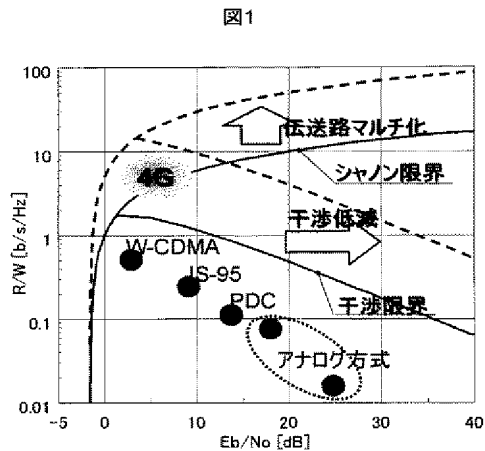
【図面の簡単な説明】

- 【図1】周波数利用効率とシステム運用限界を表した図。
- 【図2】本発明における第一の実施例の構成図。
- 【図3】本発明における第二の実施例の構成図。
- 【図4】本発明における変調信号フォーマットの例。
- 【図5】本発明における変調器の動作を示す図。
- 【図6】本発明における復調器の動作を示す図。
- 【図7】本発明における複素行列演算部の動作を示す図。
- 【図8】本発明におけるMIMO復調器の動作を示す図。
- 【図9】本発明の第二の実施例の送信側バッファの構成例。
- 【図10】本発明の第二の実施例の受信側バッファの構成例。
- 【図11】本発明の第二の実施例の送信側動作フロー図。
- 【図12】本発明の第二の実施例の受信側動作フロー図。
- 【図13】本発明の第二の実施例の変調多値数の制御例。
- 【図14】本発明の通信路符号化器の構成例。
- 【図15】本発明の通信路復号化器の構成例。
- 【図16】従来システムの周波数利用効率を示す図。
- 【図17】アダプティブアレイアンテナの構成例（従来例1）。
- 【図18】MIMO方式の送受信機の構成例（従来例2）。

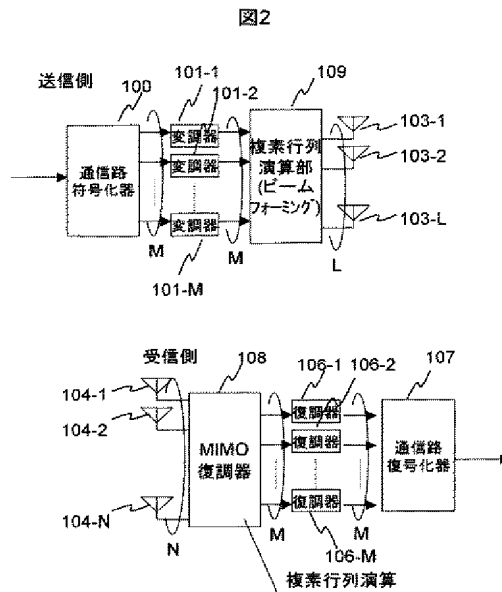
【符号の説明】

- 100 通信路符号化器
- 101-1～101-M, 111-1～111-M 変調器
- 109 複素行列演算部
- 103-1～103-L, M 送信アンテナ
- 104-1～104-N 受信アンテナ
- 108 MIMO復調器
- 106-1～106-M, 112-1～112-M 復調器
- 107 通信路復号化器
- 110 バッファ（送信側）
- 113 バッファ（受信側）
- 114 誤り検出器
- 115 バッファ。

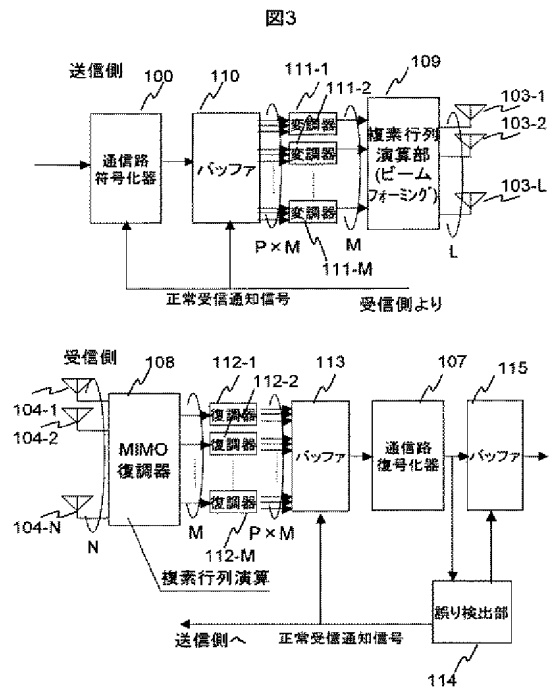
【図1】



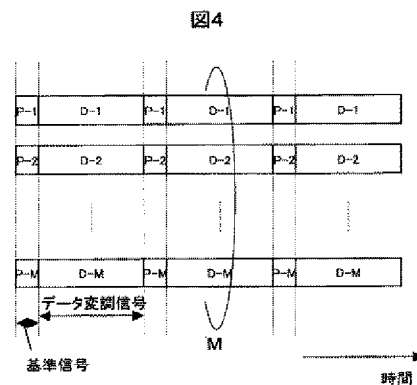
【図2】



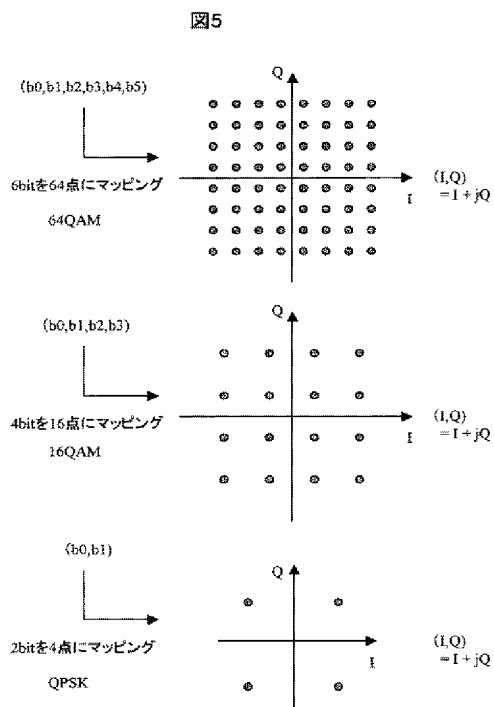
【図3】



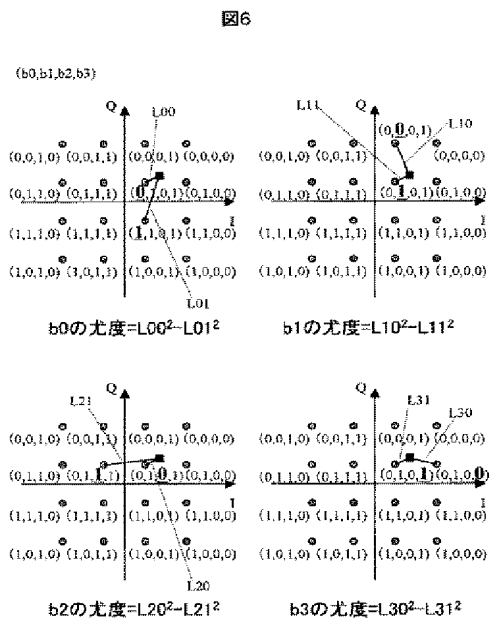
【図4】



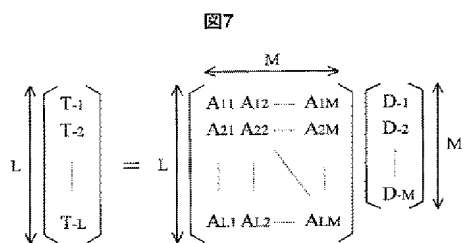
【図5】



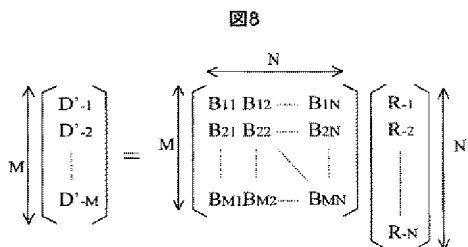
【図6】



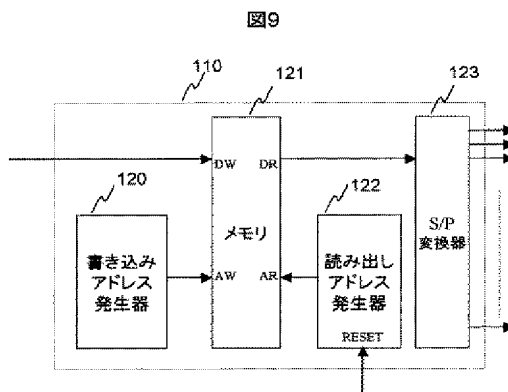
【図7】



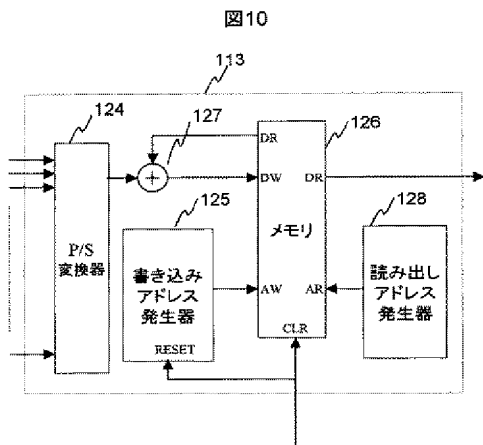
【図8】



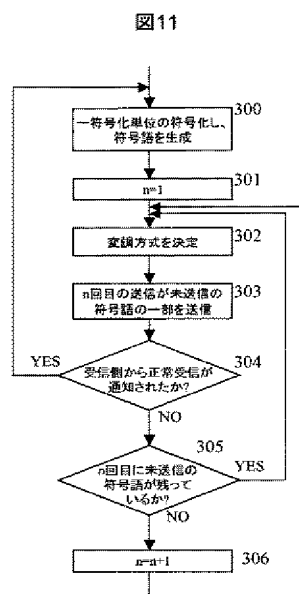
【図9】



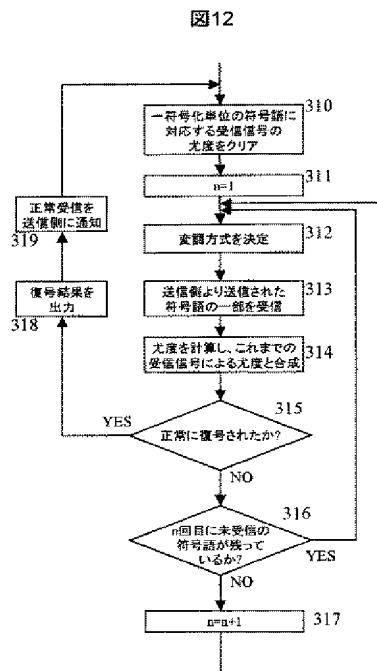
【図10】



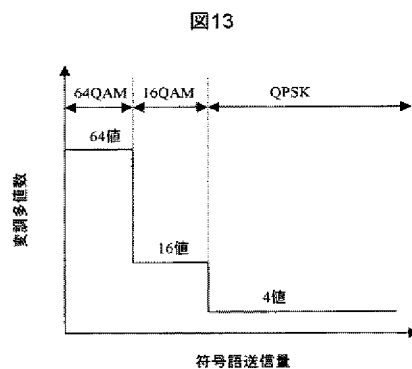
【図11】



【図12】

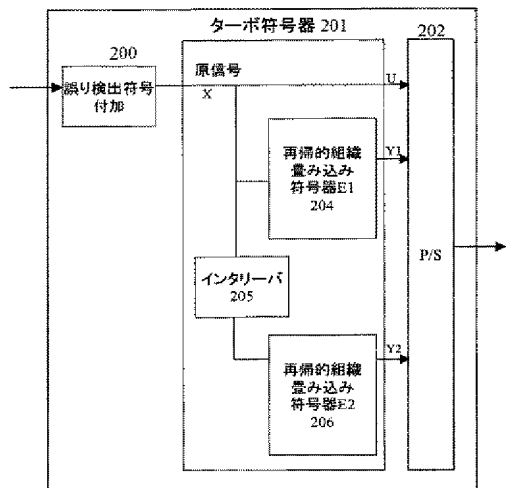


【図13】



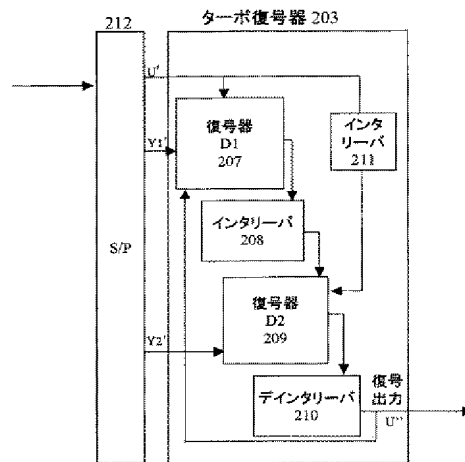
【図14】

図14



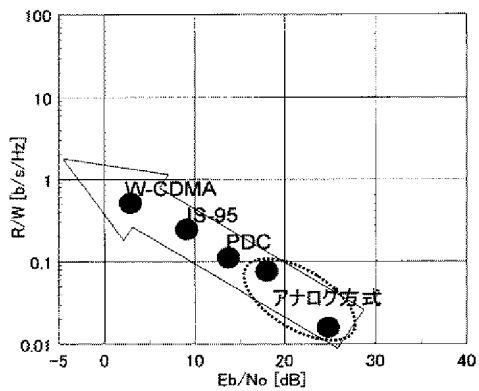
【図15】

図15



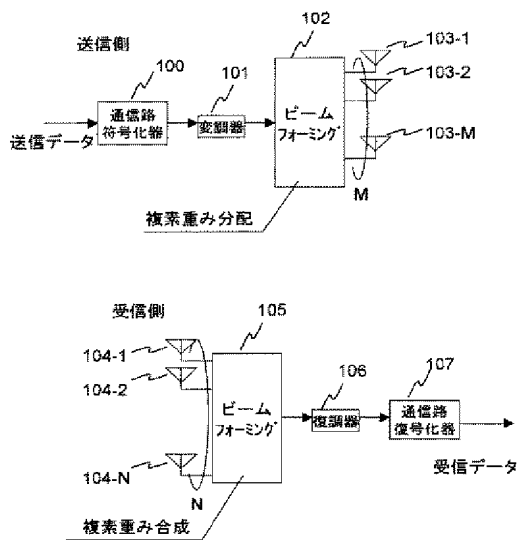
【図16】

図16

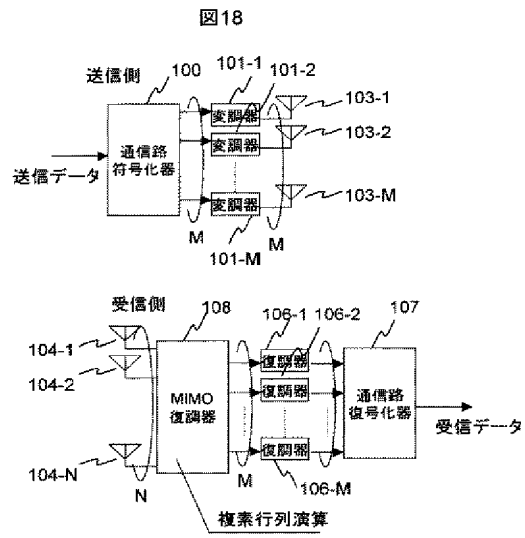


【図17】

図17



【図18】



(72)発明者 加藤 猛

東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目２８０番地 株式会社日立製作所中央研究所内

Fターム(参考) 5K022 FF00



US 20040174840A1

(19) **United States**(12) **Patent Application Publication** (10) **Pub. No.: US 2004/0174840 A1**
Yano et al. (43) **Pub. Date: Sep. 9, 2004**(54) **DATA TRANSMISSION METHOD FOR A
MOBILE COMMUNICATION SYSTEM****Publication Classification**(76) Inventors: **Takashi Yano**, Tokorozawa (JP);
Satoshi Tamaki, Kokubunji (JP); **Seishi
Hanaoka**, Kodaira (JP); **Takeshi Kato**,
Akishima (JP)(51) **Int. Cl.⁷** **H04Q 7/00**
(52) **U.S. Cl.** **370/328**(57) **ABSTRACT**Correspondence Address:
**ANTONELLI, TERRY, STOUT & KRAUS,
LLP**
**1300 NORTH SEVENTEENTH STREET
SUITE 1800**
ARLINGTON, VA 22209-9889 (US)

This invention provides a mobile communication system which expanded the operation limitation of the heretofore adopted mobile communication systems and improved the spectrum efficiency greatly. A data transmission method for use in the mobile communication system of the present invention includes means for channel pluralizing by which to expand the Shannon limit and means for interference reduction by which to expand the interference limit. More specifically, a transmitting module comprises M units of modulators and L units of transmitting antennas, generates L units of signals by multiplying M units of modulated signals by a complex matrix consisting of $M \times L$ units of elements, and transmits the L units of signals from the L units of transmitting antennas.

(21) Appl. No.: **10/636,696**(22) Filed: **Aug. 8, 2003**(30) **Foreign Application Priority Data**

Mar. 3, 2003 (JP) 2003-055096

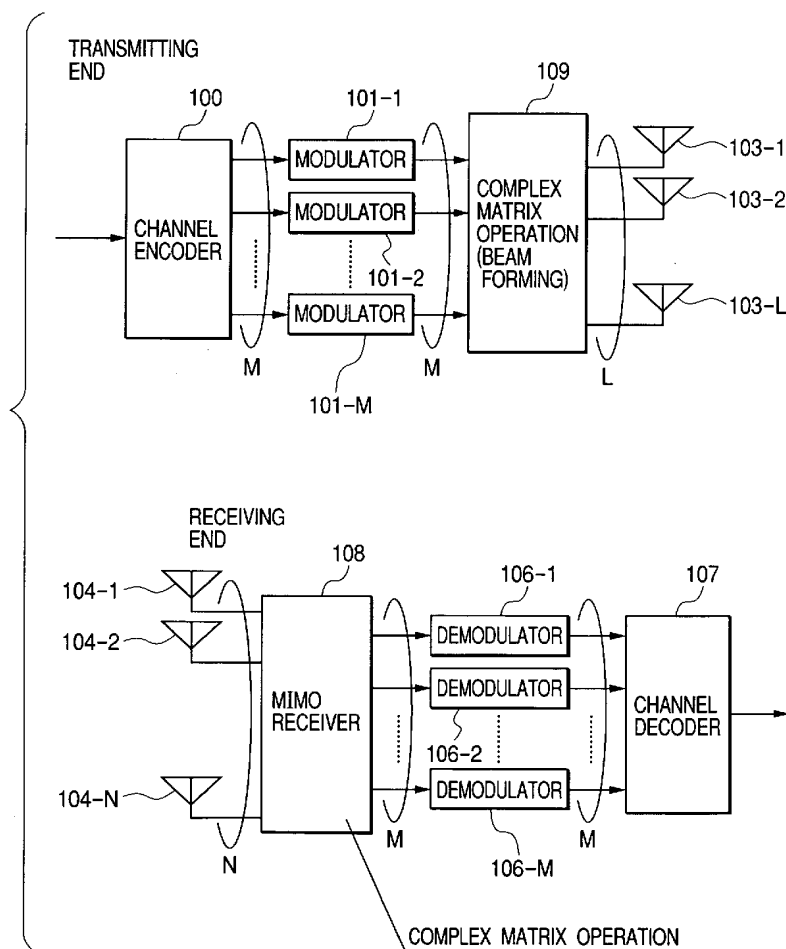


FIG. 1

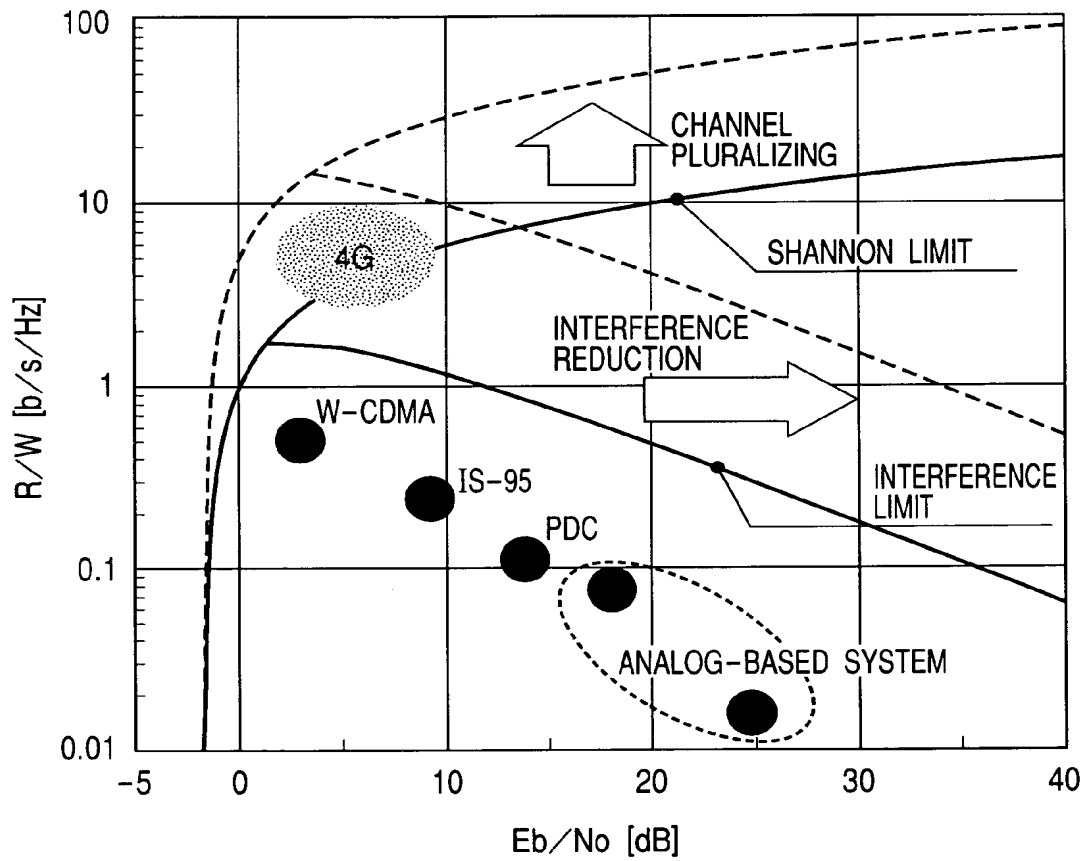


FIG. 2

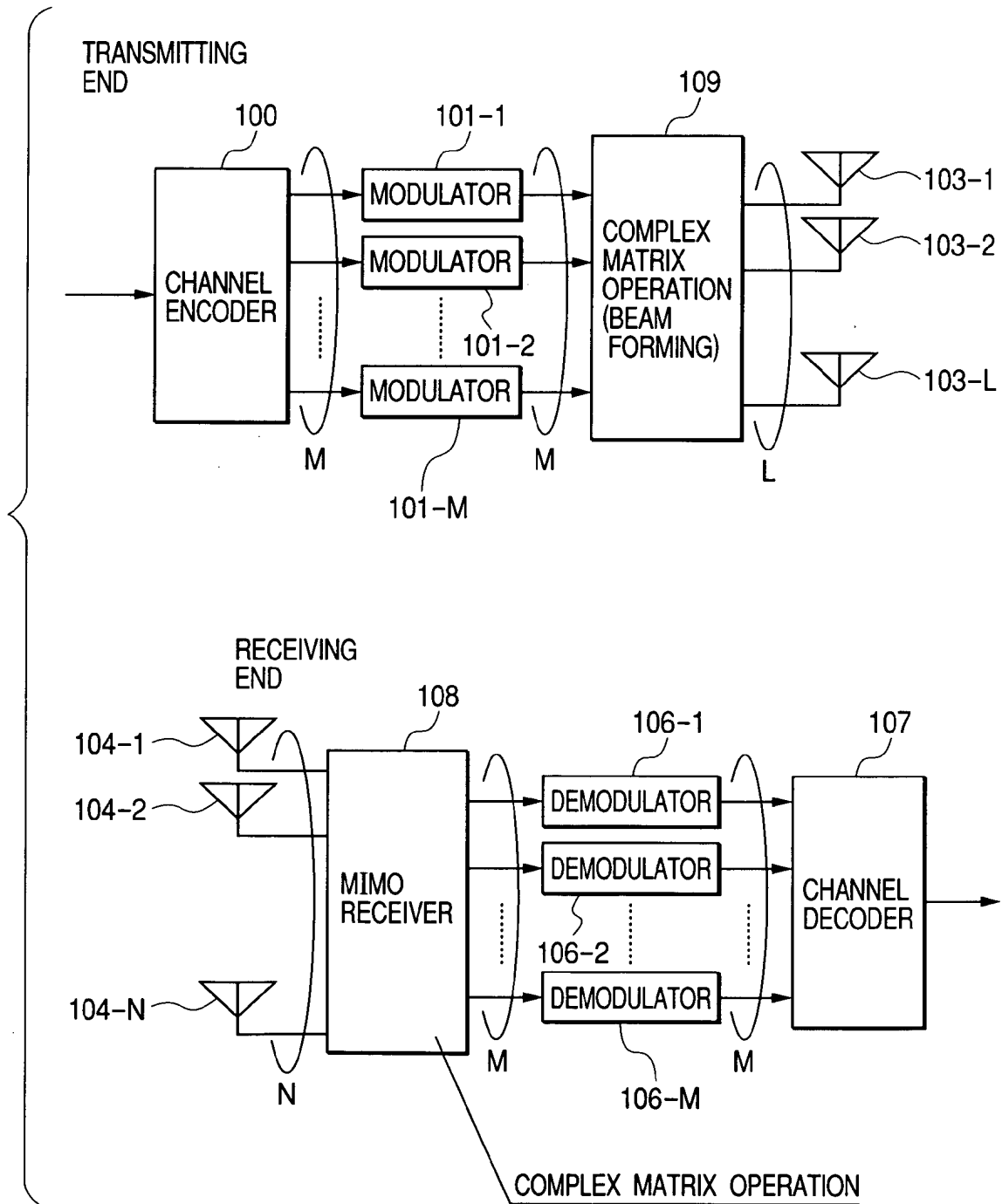


FIG. 3

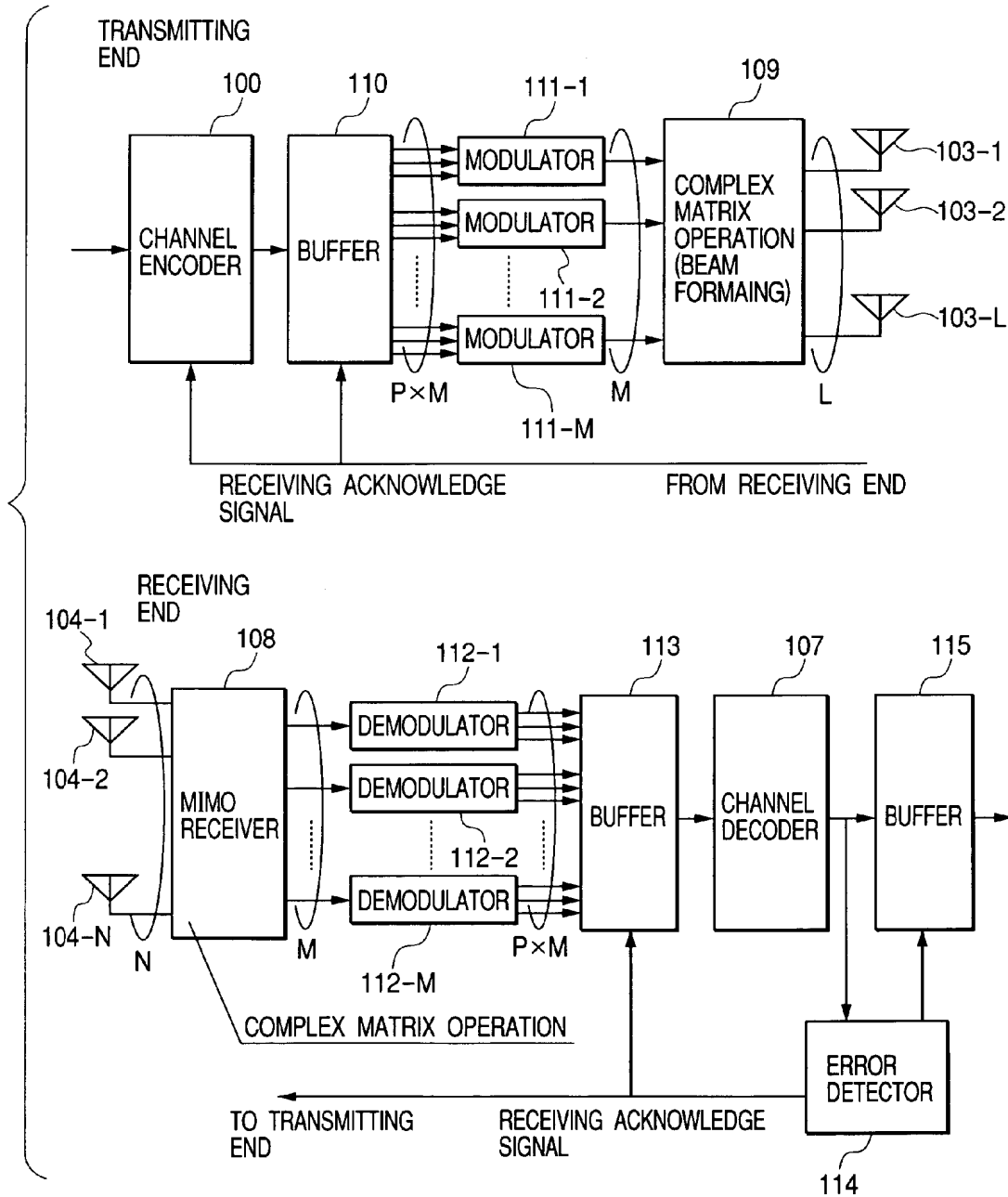


FIG. 5

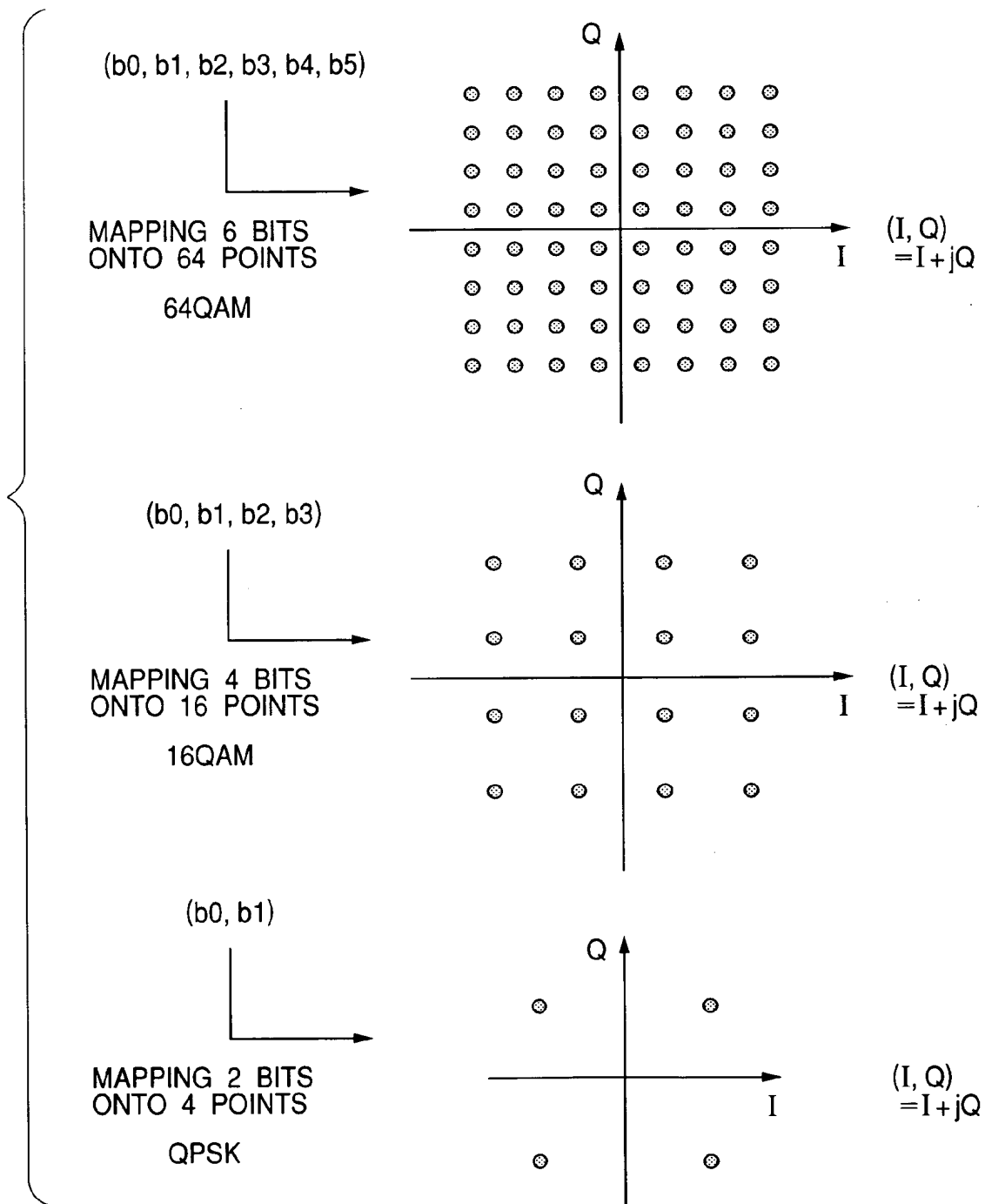


FIG. 6

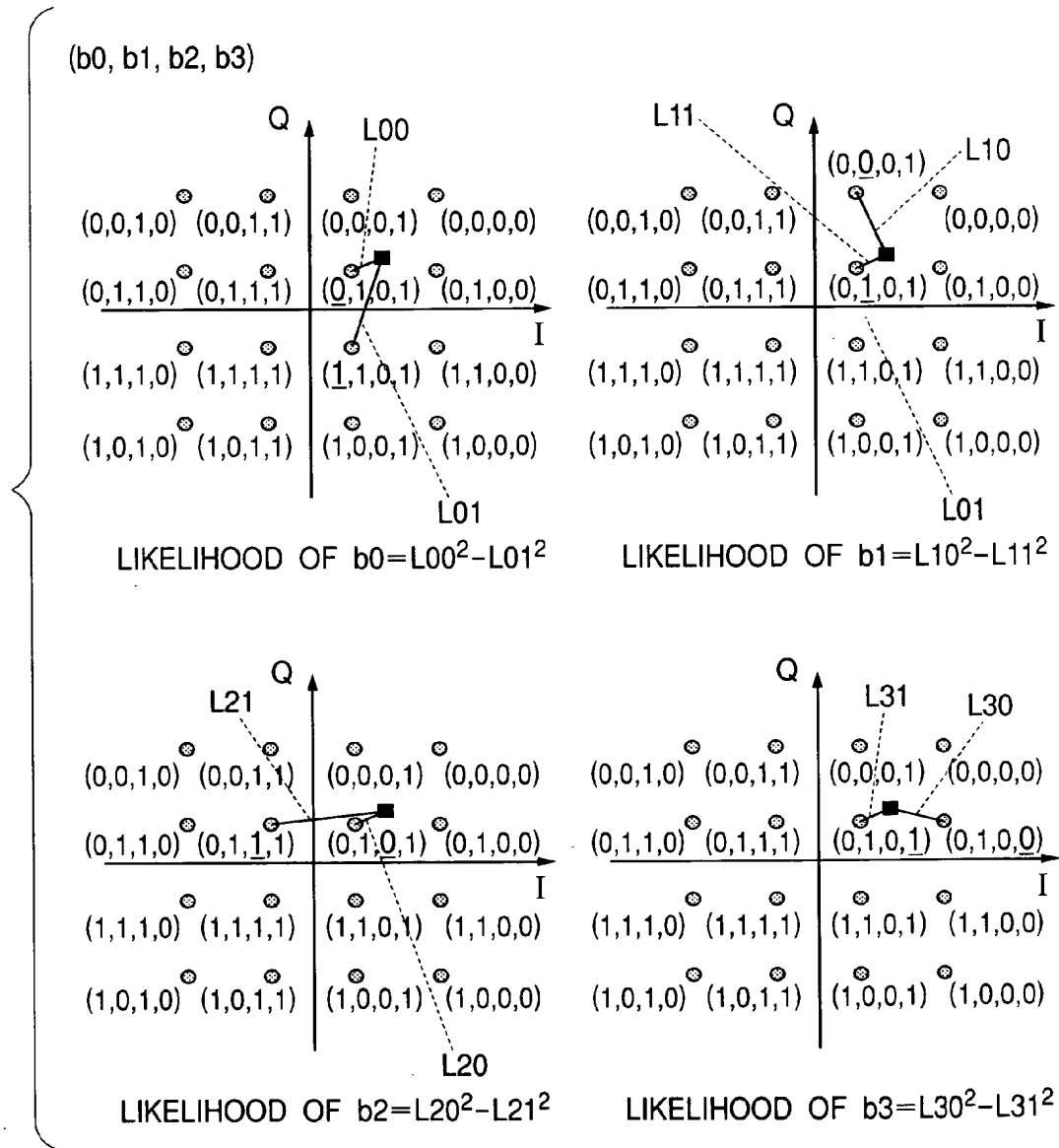


FIG. 7

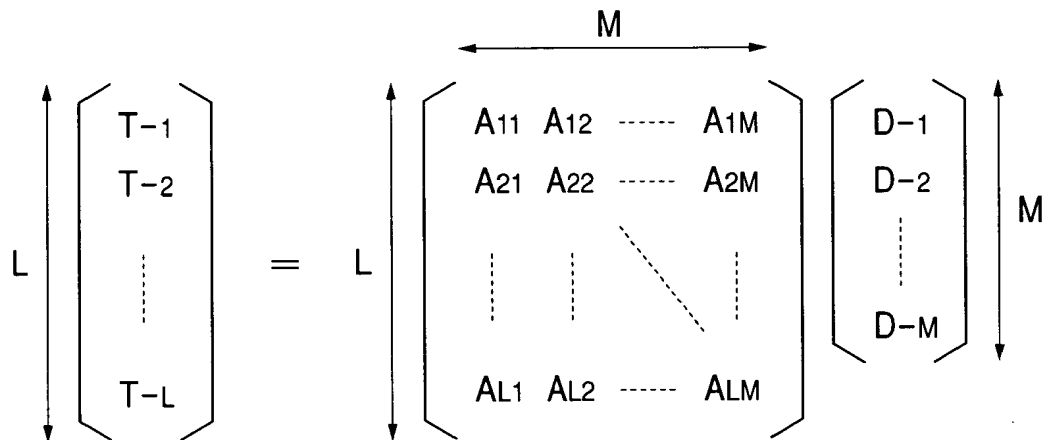


FIG. 8

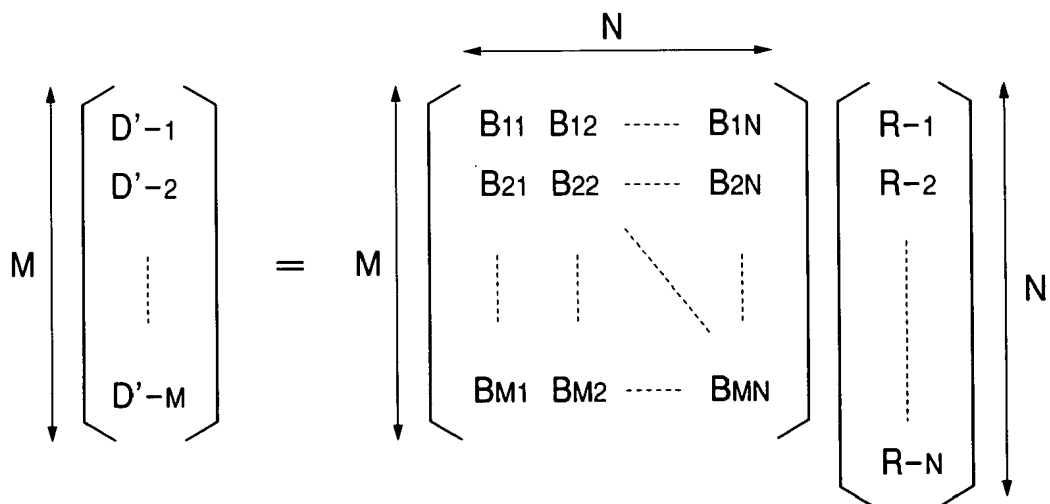


FIG. 9

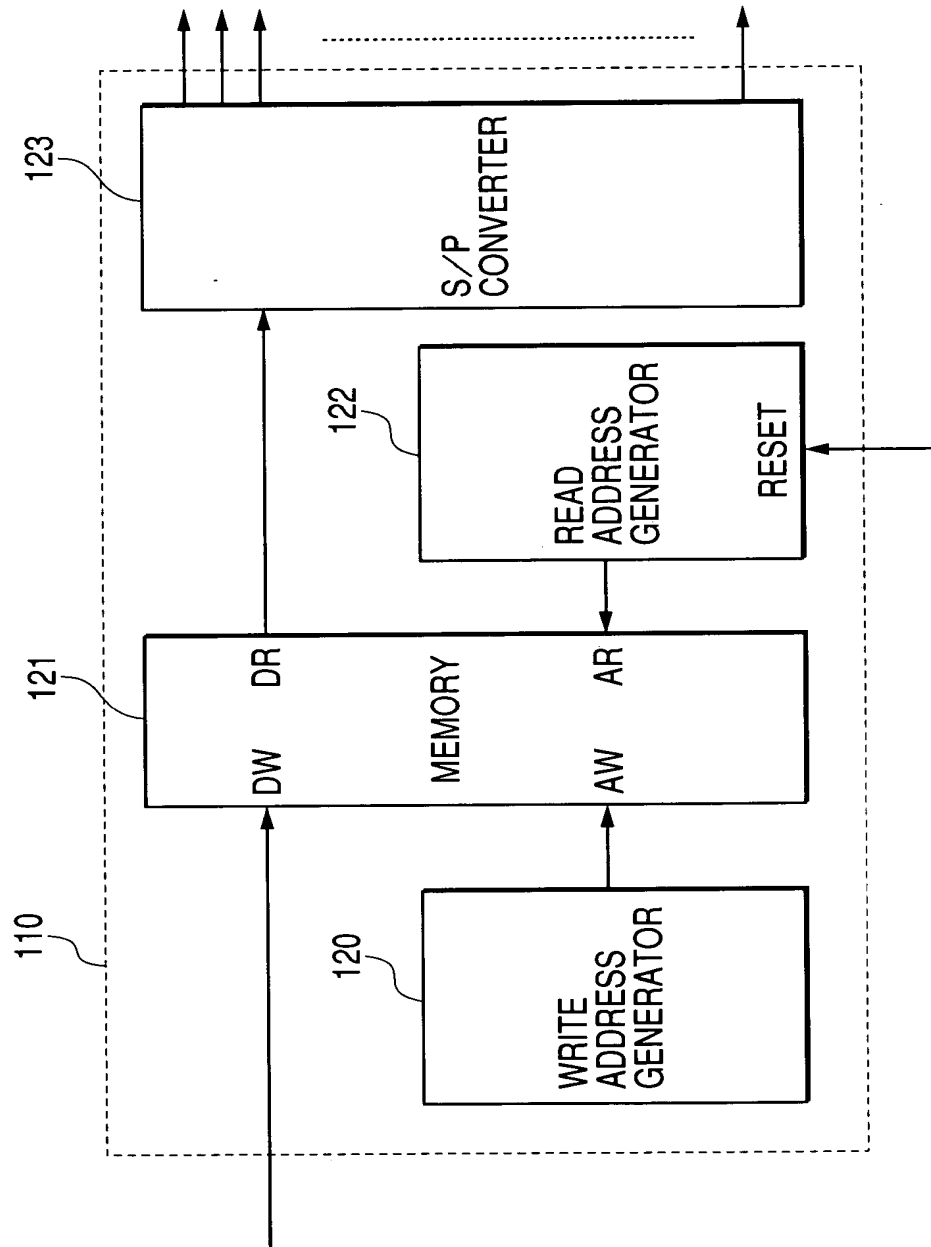


FIG. 10

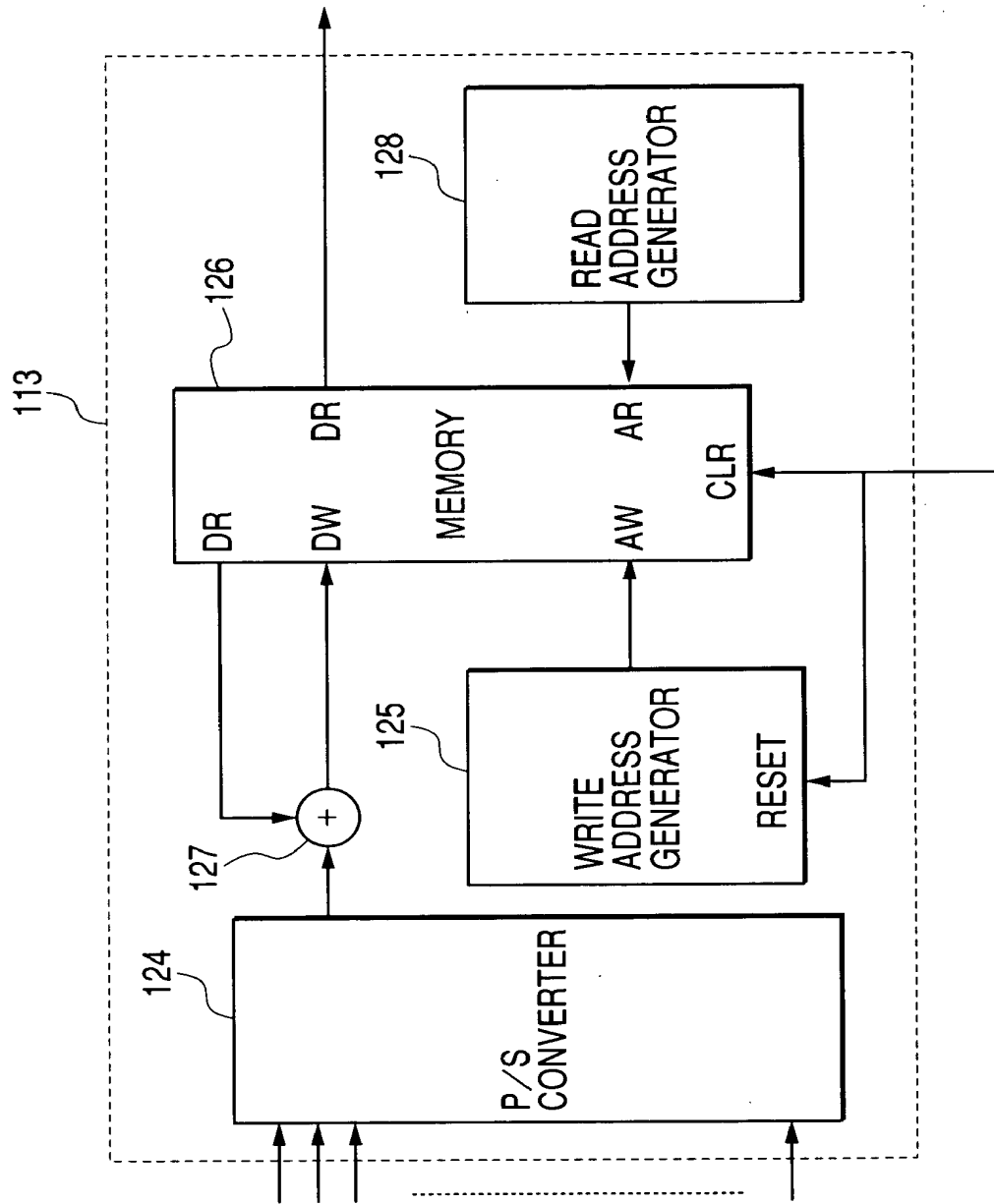


FIG. 11

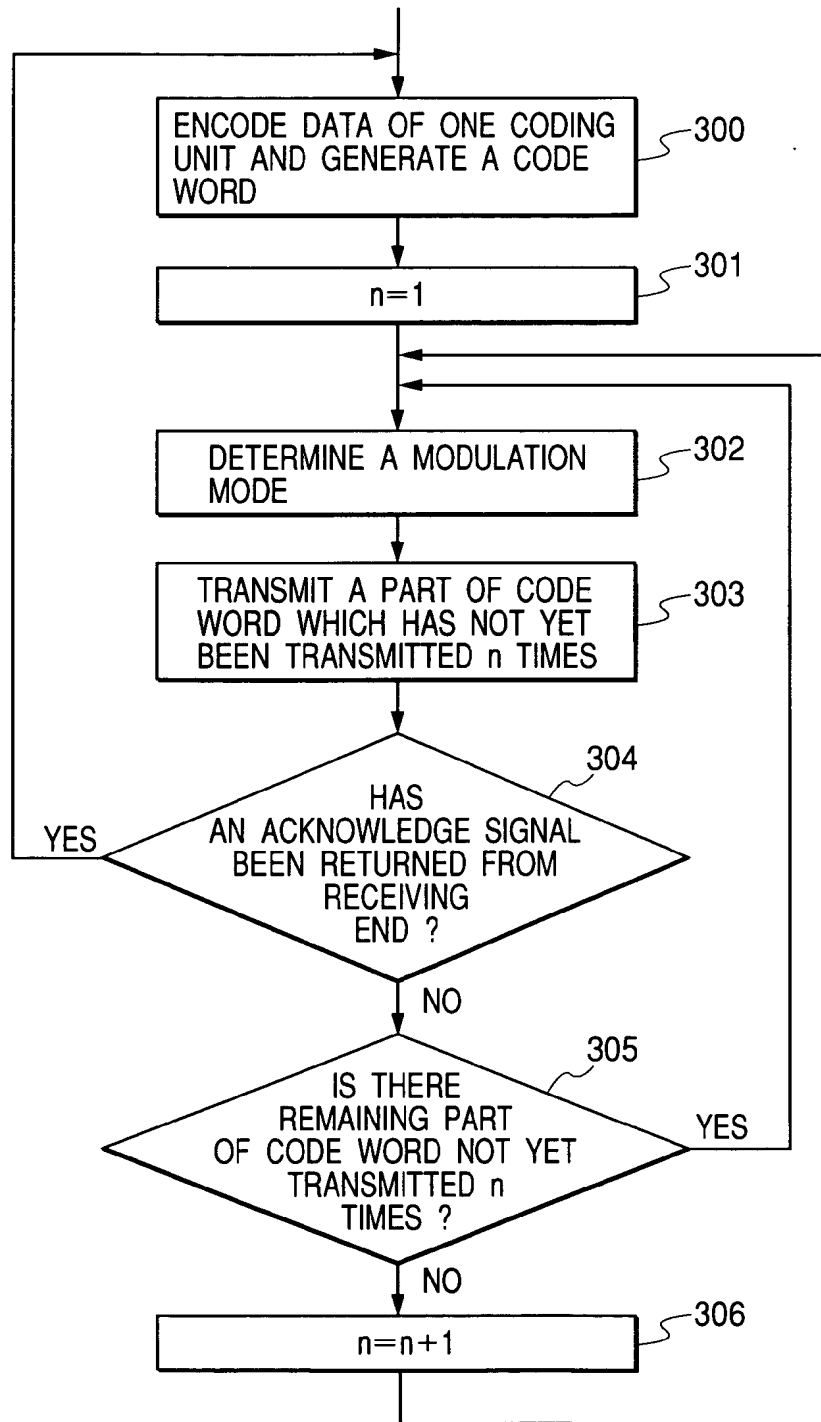


FIG. 12

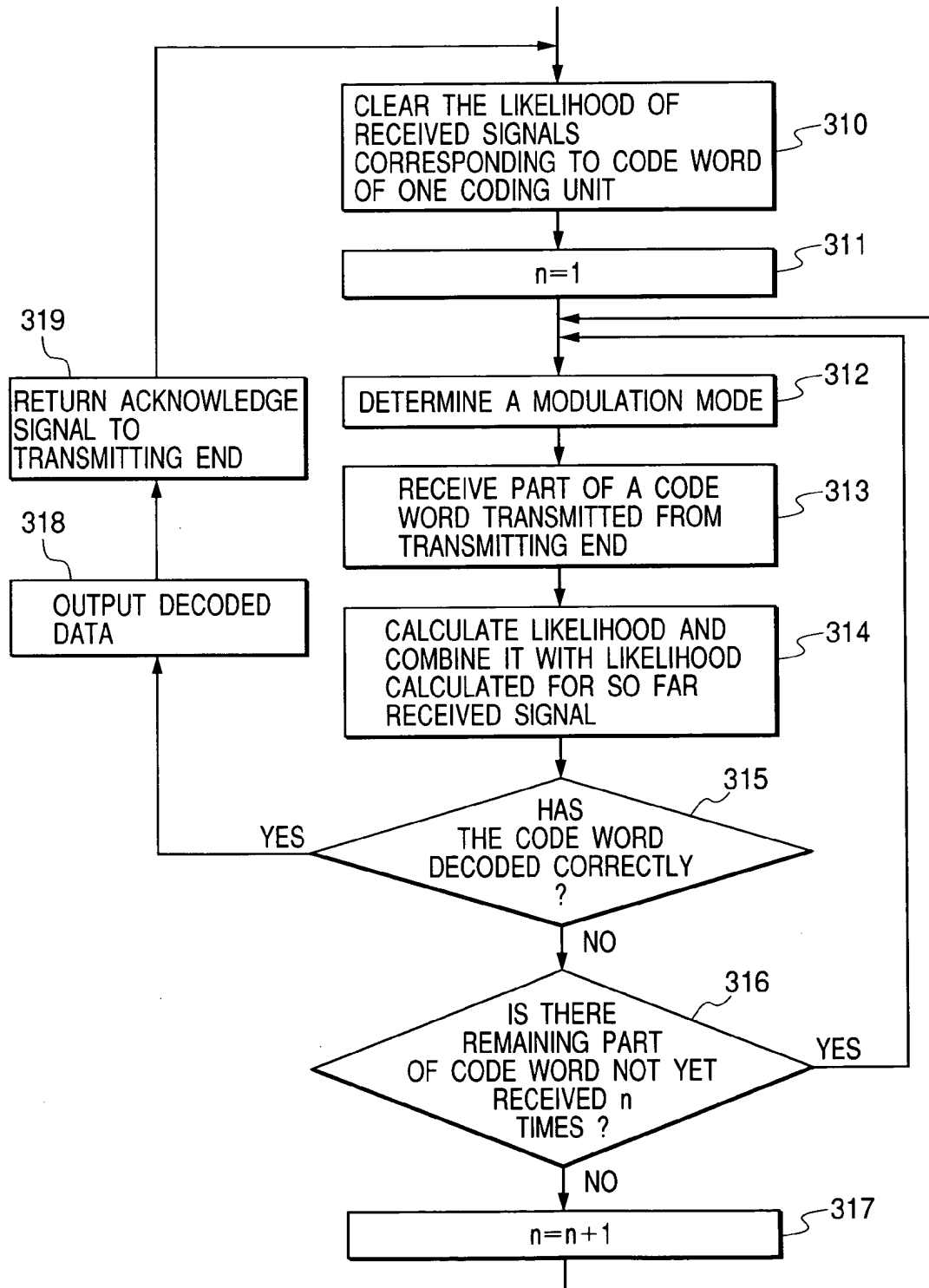


FIG. 13

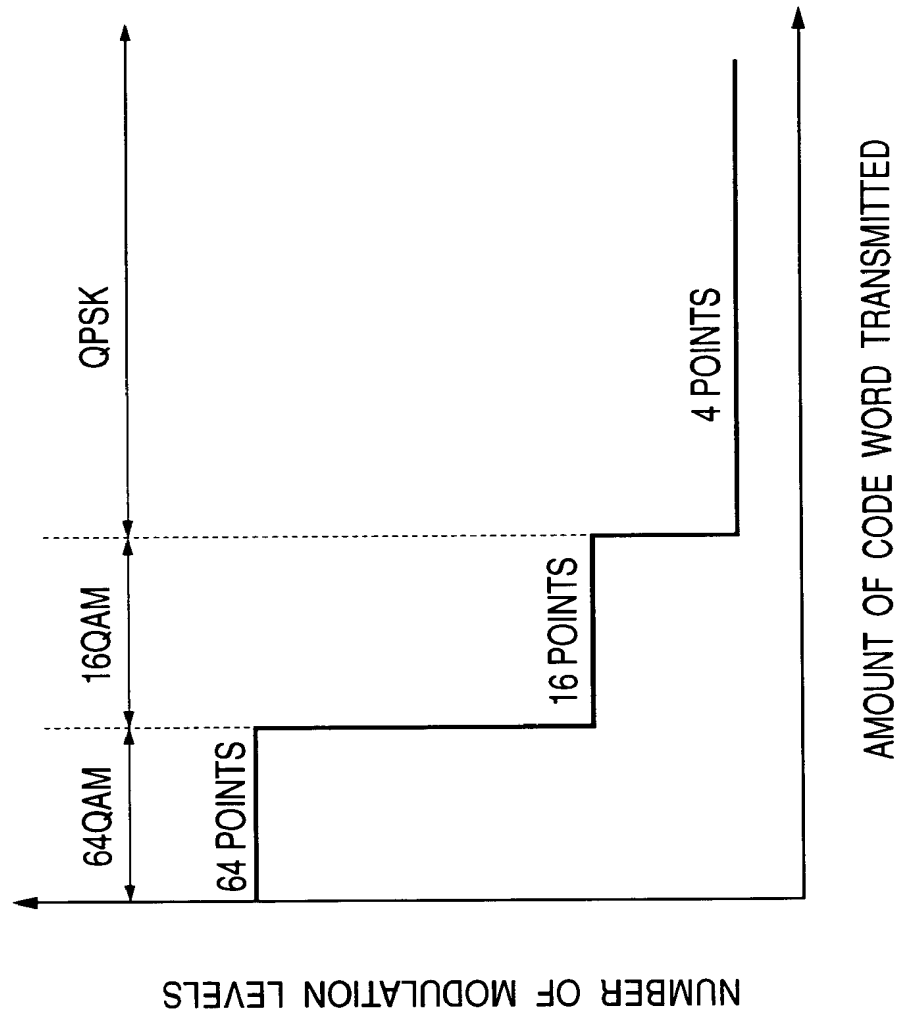


FIG. 14

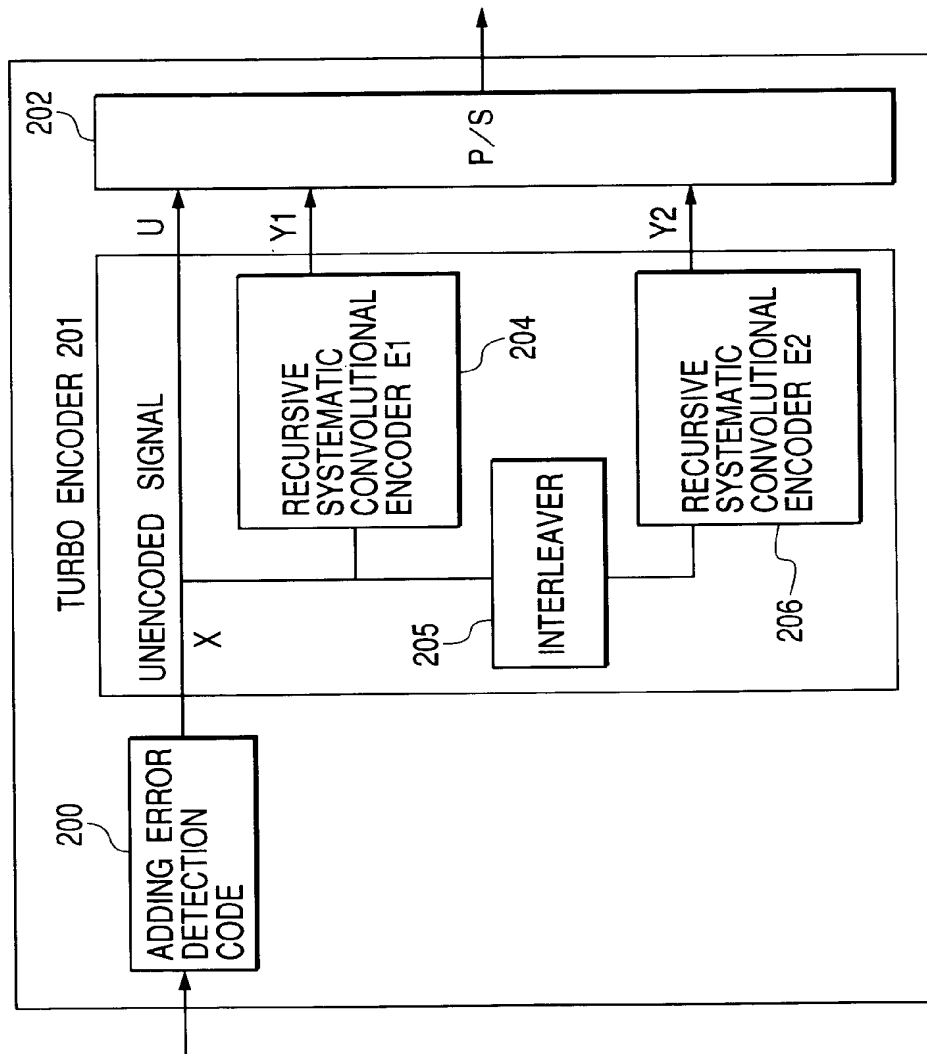


FIG. 15

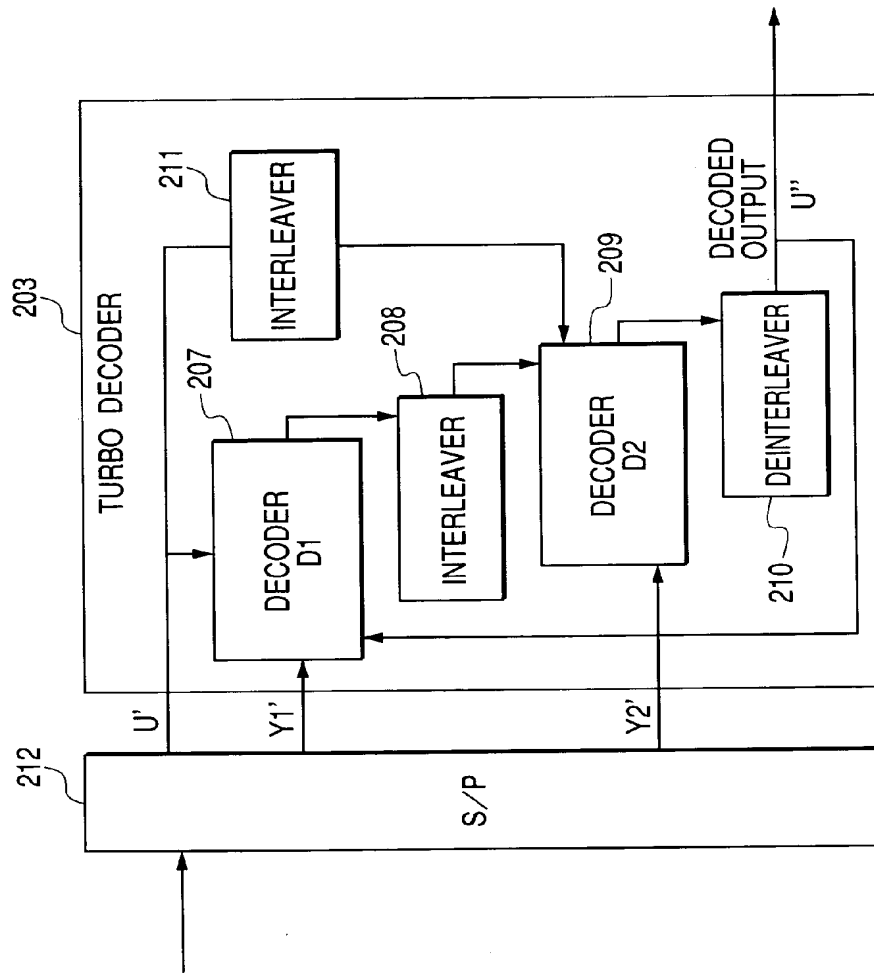


FIG. 16

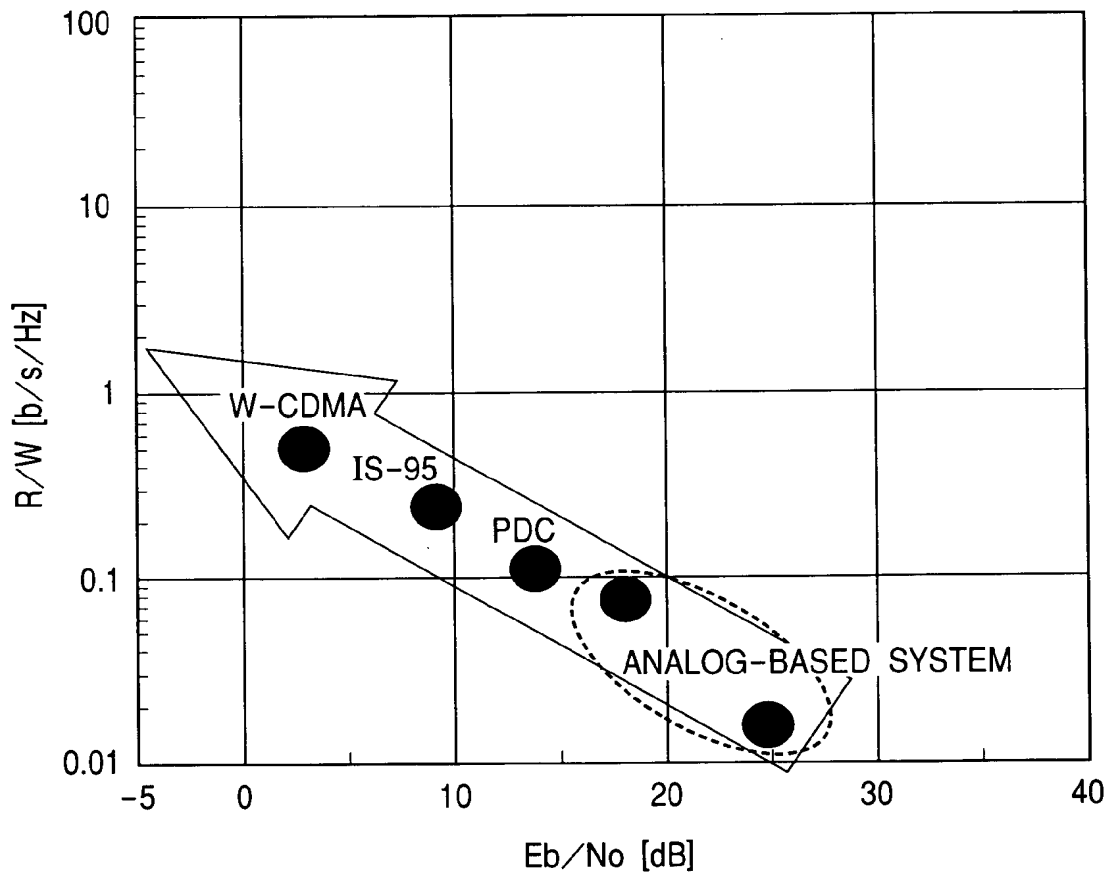


FIG. 17

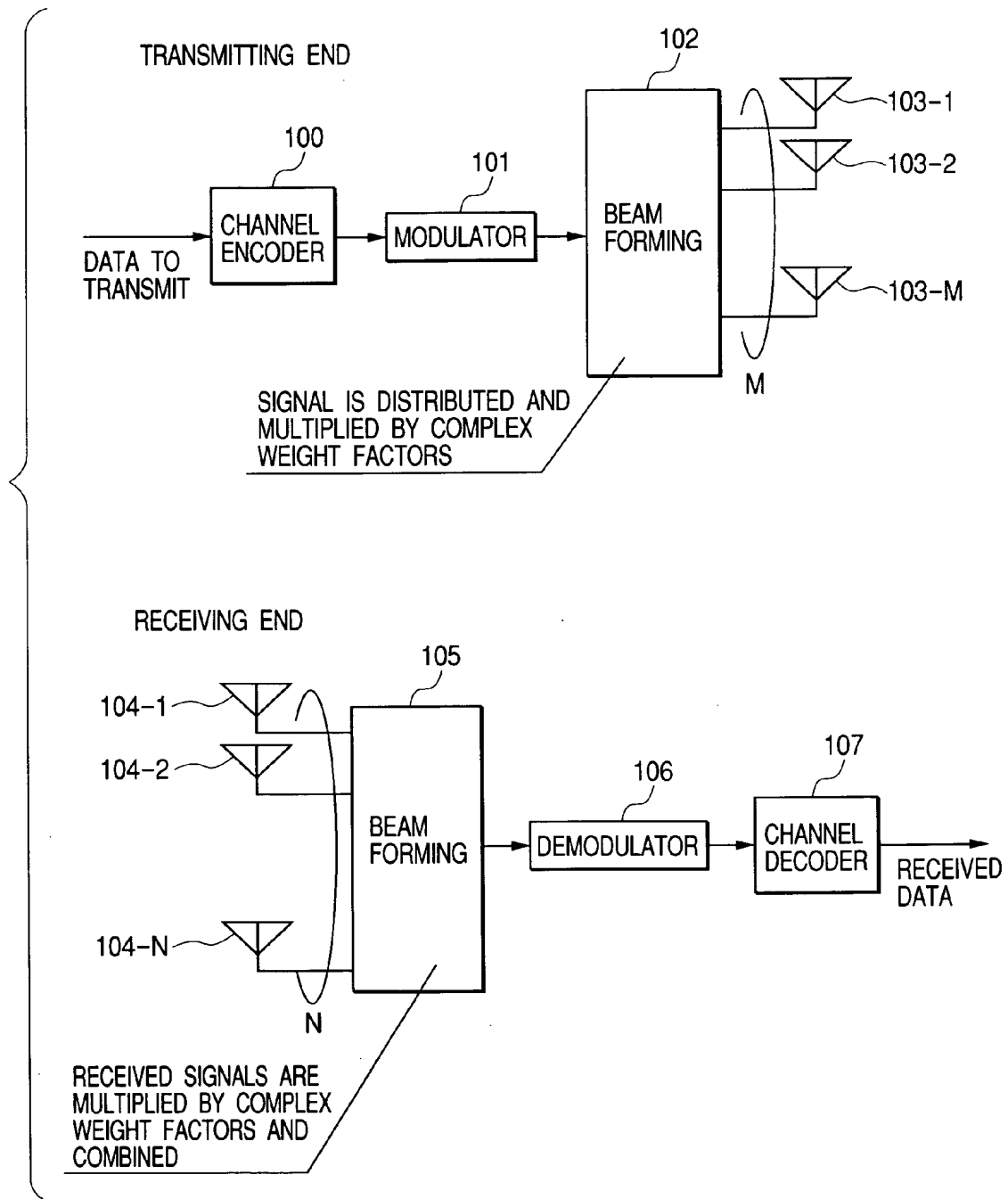
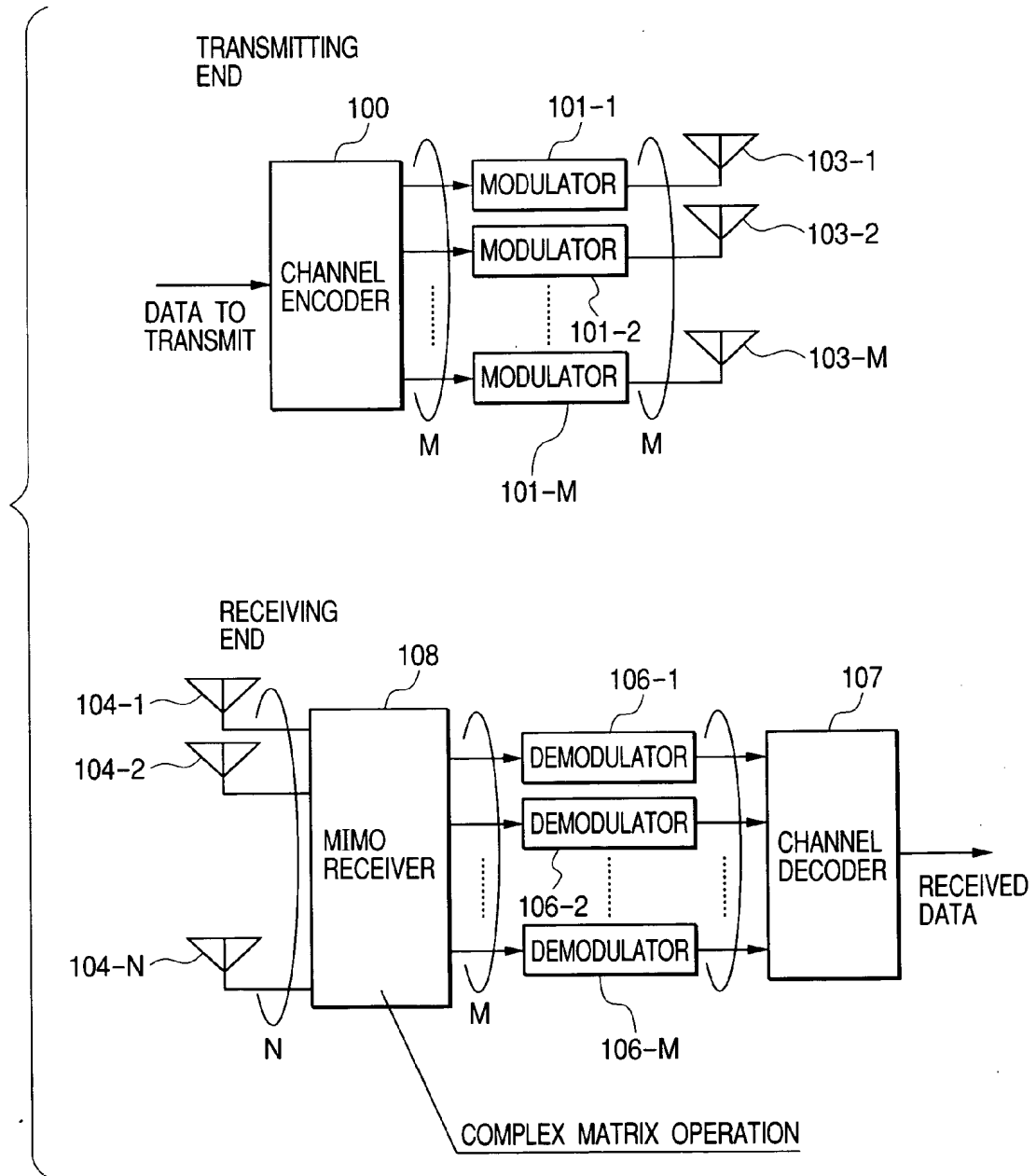


FIG. 18



DATA TRANSMISSION METHOD FOR A MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

BACKGROUND OF THE INVENTION

[0001] 1. Field of the Invention

[0002] The present invention relates to a data transmission method in a mobile communication system.

[0003] 2. Description of Related Art

[0004] Since an Advanced Mobile Phone Service (AMPS) was started in the United States at the beginning of 1980s, and since an automobile telephone service was started in major cities of Japan, the number of cellular mobile users has so far multiplied dramatically. Accordingly, mobile communication systems were required to have a large capacity enough to accommodate a great number of users and analog cellular services using a large-capacity backbone network were launched in 1988. These analog cellular services are called the first generation (1G). Thereafter, digital cellular mobile telephone services based on Time Division Multiple Access (TDMA), positioned as the second generation, were started in the early 1990s. In Europe, a Global System for Mobile Communications (GSM) was started in 1991. In Japan, a Personal Digital Cellular (PDC) service was started in 1993. In the United States, a Digital AMPS (D-AMPS) (IS-54) was launched in 1993. These 2G systems led to the current prosperity of mobile communications. Somewhat later, an IS-95 (cdmaOne) system which adopted Code Division Multiple Access (CDMA) was put into practical use, and the IS-95 service was launched in South Korea and the United States in 1996 and also in Japan in 1998. Some calls the IS-95 based systems the second and a half generation (2.5 G) to differentiate them from the second generation (2G) TDMA systems. In October, 2001, a W-CDMA service, which is a system of IMT-2000, positioned as the third generation (3G), was launched in Japan.

[0005] Active efforts toward the next generation mobile communications, the fourth generation mobile communications (4G) are also being made and a goal of realizing mobile communications in a 100 Mbps cellular environment has come to be recognized widely. The communication rate of 100 Mbps is about 100 times as faster as the IMT-2000 and it is an important challenge how to achieve such a high transmission rate in as narrow a frequency band as possible in order to make effective use of finite resources of radio frequencies.

[0006] Spectrum efficiency, the term which will be used hereinafter, is defined as follows. Through the use of total bit rate R per cell (or sector if the system is divided into sectors) and system frequency bandwidth W which is used in expanding service area on to surface, a ratio of R/W is referred to as the spectrum efficiency. If a 1-Hz frequency band is assigned to a mobile communication system, this spectrum efficiency corresponds to a maximum bit rate allowed for a user who occupies one cell or sector. Enhancing the R/W ratio means enhancing the maximum bit rate that the system can provide to users.

[0007] When viewing the above mobile communication systems which have heretofore been adopted by a measure of the spectrum efficiency, it will be understood that the spectrum efficiency R/W has been improved more as the generation advances, as is shown in FIG. 16. Also, it is

indicated here that the spectrum efficiency improvement so far made to the mobile communication systems has a close relation to reduction in E_b/N_0 required for the mobile communication systems. E_b denotes energy required to transmit one bit of data to be communicated and N_0 denotes noise power density in the frequency band. It is reasonable that the reduction in the required E_b/N_0 was achieved mainly by the following technologies: digitizing for 2G, CDMA and Viterbi code adopted for 2.5G, and Turbo code adopted for 3G.

[0008] Further spectrum efficiency improvement is expected for 4G to be made by new technologies which have not been utilized positively in the 3G and earlier mobile communication systems. One of such technologies is utilizing adaptive array antennas. A signal transmission method using the adaptive array antennas is depicted in FIG. 17. At the transmitting end, data to transmit is channel encoded 100 and modulated 100 and the modulated transmit signal is multiplied by M units of complex weight factors, and thereby transmit beams are generated (102). The beams are transmitted from M units of transmitting antennas (103-1 through 103-M). Each factor by which the transmit signal is multiplied during the beam forming 102 and the positions of the transmitting antennas (103-1 through 103-M) determine the pointing directions of the transmit beams. By controlling the pointing directions, the transmit beams can be configured to make radio beam emission power strongest in the direction toward the target receiver. At the receiving end, signals received by N units of receiving antennas (104-1 through 104-N) which are arranged in an array are multiplied by complex weight factors and added and combined (105). Each factor by which the received signals are multiplied during the beam forming 105 and the positions of the receiving antennas (104-1 through 104-N) determine the pointing directions of receiving beams. By controlling the pointing directions, the receiving beams can be configured to make radio beam receiving power strongest in the direction from the particular transmitter and relatively suppress radio beam receiving power in other directions. Thereby, the desired radio beam is made strong against interference beams.

[0009] Another one of the above-mentioned new technologies is utilizing Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) propagation channels. A signal transmission/reception method using the MIMO channels is depicted in FIG. 18. Data to transmit is channel encoded 100 into M units of different signals which are then respectively modulated by modulators (101-1 through 101-M) and transmitted from a plurality of transmitting antennas (103-1 through 103-M) which are arranged in an array. The M units of transmit signals are mixed complexly through the propagation channels and come to the receiving end. At the receiving end, signals received by N units of receiving antennas (104-1 through 104-N) which are arranged in an array are multiplied by a complex matrix of M rows by N columns (108), and thereby M units of signals are obtained. By configuring the complex matrix such that the signals mixed through the above propagation channels are separated each other, the signals corresponding to the signals modulated by the modulators 101-1 through 101-M can be output from the MIMO receiver 108. Then, the M units of signals are respectively demodulated by demodulators 106-1 through 106-M and decoded by a channel decoder 107, and thereby received data is obtained. In the above-described method, the M units

of different signals can be transmitted in parallel on the channels of the same radio frequency and communication with a high spectrum efficiency is considered achievable.

[0010] However, in fact, spectrum efficiency improvement to a great degree cannot be expected by applying the above-discussed technologies to mobile communication. There is a theoretical limitation to the spectrum efficiency, which is called a Shannon limit. As is shown in **FIG. 1**, the spectrum efficiency achieved by the third generation W-CDMA system comes near to the Shannon limit. For further spectrum efficiency improvement, the operation point must be moved such that E_b/N_0 increases with increase in R/W in the graph of **FIG. 1**. However, because of the presence of interference from other cells and sectors in mobile communication environment, there is a limitation by interference (an interference limit curve shown in **FIG. 1**) in addition to the Shannon limit. It is indicated that the W-CDMA has achieved the spectrum efficiency near to the maximum spectrum efficiency within the limitation of mobile communication system operation defined by both the Shannon limit and the interference limit. In order to achieve further spectrum efficiency improvement, technology for expanding these limits is necessary.

[0011] Application of the foregoing array antennas can make the desired radio beam strong against the interference beams and, therefore, this can make the level of the interference limit up. Accordingly, the system operation limitation is expanded. However, as indicated by the Shannon limit curve shown in **FIG. 1**, R/W sharply rises when E_b/N_0 increases up to 10 dB, but its rise becomes a little as E_b/N_0 further increases from 10 dB to 40 dB. This indicates that powerful action for reducing interference is required to make a great improvement to the spectrum efficiency by the adaptive array antennas.

[0012] On the other hand, the foregoing MIMO channels enable configuring a plurality of channels (channel pluralizing) and, therefore, this can expand the Shannon limit of the previous systems using a single channel in the R/W up direction in the graph of **FIG. 1**. Thus, the effect of improvement to the spectrum efficiency appears to be great. However, because there is also the foregoing interference limit in mobile communication environment, the system operation available range defined by both the interference limit and the Shannon limit is not improved much after all even if the Shannon limit is expanded and the mobile communication system cannot take advantage of the effect using the MIMO channels.

SUMMARY OF THE INVENTION

[0013] It is therefore a first object of the present invention to provide a mobile communication system which expands the foregoing system operation limitation effectively and improves the spectrum efficiency greatly. A second object of the present invention is to control the operation point represented by the R/W vs. E_b/N_0 curve in the graph of **FIG. 1** appropriately by tracking propagation channels which change in real time as mobile terminals move.

[0014] The present invention can provide a data transmission method by which the spectrum efficiency was greatly improved as compared with the data transmission methods carried out in mobile communication systems through the application of the previous technologies. Also, the invention

can provide a data transmission method in which modulation modes and transmission rates are controlled appropriately for dynamic change of propagation channels.

[0015] In order to solve the above-described problems, a data transmission method for use in a mobile communication system of the present invention includes means for channel pluralizing by which to expand the above-mentioned Shannon limit and means for interference reduction by which to expand the above-mentioned interference limit. More specifically, a transmitting module at the transmitting end comprises M units of modulators and L units of transmitting antennas, generates L units of signals by multiplying M units of modulated signals by a complex matrix consisting of $M \times L$ units of elements, and transmits the L units of signals from the L units of transmitting antennas.

[0016] In order to achieve the foregoing second object of the present invention, the transmitting module comprises a channel encoding means, a buffer means, M units of modulation means, and L units of transmitting antennas, stores a code word encoded by the channel encoding means into the buffer means, serially reads part of the code word from the buffer means until a receiving acknowledge signal has been returned from the receiving end, modulates the part of the code word by the above M units of modulation means, generates L units of signals by multiplying M units of modulated signals by the complex matrix consisting of $M \times L$ units of elements, and transmits the L units of signals from the L units of transmitting antennas. A receiving module at the receiving end comprises N units of receiving antennas, M units of demodulation means, buffer means, and a channel decoding means, each time receiving part of a code word, serially stores the part of the code word into the buffer, sequentially executes channel decoding of the received signals thus stored, and returns the receiving acknowledge signal to the transmitting end when the signals are decoded normally.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[0017] **FIG. 1** is a graph representing spectrum efficiency and system operation limitation;

[0018] **FIG. 2** is a diagram showing the configurations of transmitting and receiving modules in a mobile communication system according to a preferred Embodiment 1 of the present invention;

[0019] **FIG. 3** is a diagram showing the configurations of transmitting and receiving modules in a mobile communication system according to a preferred Embodiment 2 of the present invention;

[0020] **FIG. 4** shows a modulated signal format example in the present invention;

[0021] **FIG. 5** is a diagram to explain the operation of modulators in the present invention;

[0022] **FIG. 6** is a diagram to explain the operation of demodulators in the present invention;

[0023] **FIG. 7** is a diagram to explain the operation of a complex matrix operation unit in the present invention;

[0024] **FIG. 8** is a diagram to explain the operation of a MIMO receiver in the present invention;

[0025] FIG. 9 shows a configuration example of a buffer at the transmitting end according to Embodiment 2 of the present invention;

[0026] FIG. 10 shows a configuration example of a buffer at the receiving end according to Embodiment 2 of the present invention;

[0027] FIG. 11 is a flowchart of operation flow at the transmitting end in Embodiment 2 of the present invention;

[0028] FIG. 12 is a flowchart of operation flow at the receiving end in Embodiment 2 of the present invention;

[0029] FIG. 13 shows an example of control for the number of modulation levels in Embodiment 2 of the present invention;

[0030] FIG. 14 shows a channel encoder configuration example in the present invention;

[0031] FIG. 15 shows a channel decoder configuration example in the present invention;

[0032] FIG. 16 is a graph of spectrum efficiency by the heretofore adopted mobile communication systems;

[0033] FIG. 17 shows configuration examples of transmitting and receiving modules using adaptive array antennas (prior art example 1); and

[0034] FIG. 18 shows configuration examples of transmitting and receiving modules using MIMO channels (prior art example 2).

DETAILED DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENTS

[0035] FIG. 2 shows the configurations of transmitting and receiving modules in a mobile communication system according to a preferred Embodiment 1 of the present invention. A transmit signal is channel encoded by a channel encoder 100 and serial-parallel converted into M units of signals. These M units of signals are modulated by modulators 101-1 through 101-M into M units of complex modulated signals (modulated symbols). The modulators 101-1 through 101-M may perform multilevel modulation if appropriate. In view of reduced circuitry scale, it may also be preferable to configure the transmitting module such that a serial-parallel converter which is present at the output of the channel encoder in this embodiment is moved to the post stage of a single modulator. The single modulator modulates transmit signals serially into M units of complex modulated signals (modulated symbols) and the serial modulated signals are serial-parallel converted into signals to be supplied to a complex matrix operation unit which will be described later. These M units of complex modulated signals (modulated symbols) are multiplied by a complex matrix consisting of M×L units of complex factors in the complex matrix operation unit 109 and thereby L units of complex signals are obtained. The L units of complex signals are transmitted by L units of transmitting antennas 103-1 through 103-L. At this time, the M-units of modulated signals are beam formed in the complex matrix operation unit 109 so that the L units of signals multiplied with different complex weight factors are transmitted in parallel from the L-units of transmitting antennas. At the receiving end, N units of signals received through N units of receiving antennas 104-1 through 104-N are multiplied by a complex matrix consisting of N×M units

of complex factors in a MIMO receiver 108 and thereby M units of complex signals (received symbols) are obtained. The M units of complex signals (received symbols) are respectively demodulated by demodulators 106-1 through 106-M into M units of demodulated signals. The M units of demodulated signals are input to a channel decoder 107, channel decoded, and output as received data. In view of reduced circuitry scale, it may also be preferable to configure the receiving module such that the above M units of complex signals (received symbols) are demodulated serially by a single modulator into M units of demodulated signals which are in turn serially supplied to the above channel decoder 107. Here, either of the transmitting end and the receiving end may be either a base station or a mobile station.

[0036] FIG. 14 shows a configuration example of the above channel encoder 100. The channel encoder shown in FIG. 14 uses turbo encoding. First, means for adding error detection code 200 adds error detection code to data to transmit. Then, the data to transmit is input to a turbo encoder 201 in which two recursive systematic convolutional encoders 204 and 206 and an interleaver 205 encode the data into code words U, Y1, and Y2 which are output from the turbo encoder. Moreover, a parallel-serial (P/S) converter 202 converts the code words into serial code words which are in turn output. At this time, it is desirable to perform interleaving the output bit sequences at the same time.

[0037] FIG. 4 shows the structures of the signals modulated by the modulators 101-1 through 101-M. The M units of modulated signals each contain data signals D-1 through D-M and reference signals P-1 through P-M which are inserted at given intervals. The data signals D-1 through D-M are generated by the data to transmit and change, according to the data to transmit. On the other hand, the reference signals P-1 through P-M are known signals determined by the system and used by the MIMO receiver 108 and demodulators 106-1 through 106-M at the receiving end as reference signals for demodulation.

[0038] FIG. 7 explains the operation of the above complex matrix operation unit 109. The modulated signals D-1 through D-M (P-1 through P-M) are multiplied by the complex matrix [A] which consists of M×L units of complex factors and thereby L units of complex signals T-1 through T-L are obtained. For this operation, the complex matrix [A] must be obtained. If the modulated signals D-1 through D-M (P-1 through P-M) are separately beam formed in the same concept as for adaptive array antennas, the vectors of the columns in the resultant matrix [A] have a same value. As a result, it becomes impossible to separate D-1 through D-M (P-1 through P-M) at the receiving end. Thus, the conventional beam forming concept cannot be applied to obtaining the matrix [A]. It is desirable to determine the complex matrix [A] in the present invention so as to maximize channel capacity to be achieved $C = \log_2 (\det (I + (P_s/P_n) (H) (H)^H))$. Here, $\det ()$ denotes determinant, P_s denotes average power for the M units of transmit signals, P_n denotes average received noise power, I denotes identity matrix, and $()^H$ denotes complex conjugate transposition of the matrix. H can be expressed with a complex matrix of L×N units which is a propagation matrix between the L units of transmitting antennas and the N units of receiving antennas. As a concrete method of obtaining the matrix A for

maximizing C , a commonly used maximizing algorithm with a nonlinear function of several variables should be used, constrained by that $\sum (A_{ij})^2$ ($i=1$ to L , $j=1$ to M) be a constant value. $\sum (A_{ij})^2$ is to be constant because the transmitting power must be set constant. To obtain the matrix H which is information about the MIMO propagation channels, the most conceivable way is posting results of observing the channels at the receiving end to the transmitting end. However, if bidirectional communication channels exist, one for transmission and the other for reception, it is also possible to derive the propagation channels matrix H by observing the signals in the backward direction. If no reliable information about the propagation channels matrix H can be obtained, it is possible to generate the matrix $[A]$ randomly. In this case, the beam forming effect of the adaptive array antennas cannot be obtained, but only the effect of transmitting diversity is obtained.

[0039] FIG. 8 explains the operation of the above MIMO receiver 108. The received signals R-1 through R-N from the N units of receiving antennas 104-1 through 104-N are multiplied by the $N \times M$ complex matrix $[B]$ and thereby M units of signals D'-1 through D'-M output from the MIMO receiver are obtained. Here, the complex matrix $[B]$ is constituted to separate the M units of modulated signals which were mixed together in the complex matrix operation unit at the sending end and through the propagation channels. Specifically, the matrix $[B]$ should be determined to match as closely as possible with the known signals which must have been transmitted as the reference signals P-1 through P-M shown in the above FIG. 4. To do this, a Minimum Mean Square Error (MMSE) algorithm which minimizes the noise and interference effects should be applied.

[0040] FIG. 15 shows a configuration example of the above channel decoder 107. A series of received signals demodulated by the demodulators 106-1 through 106-M is separated into U' , $Y1'$, and $Y2'$ by a serial-parallel (S/P) converter 212 and the U' , $Y1'$, and $Y2'$ signals are decoded by a turbo decoder 203 and decoded results U'' are output. As the signals are decoded by repeated decoding through a series of decoders 207, 209, interleavers 208, 211, and a deinterleaver 210, receiving errors involved in the signals are corrected. If the channel encoder at the sending end performs interleaving of output bit sequences, the above serial-parallel (S/P) converter 212 also performs corresponding deinterleaving.

[0041] The mobile communication system according to the above-described Embodiment 1 of the invention can take advantage of both the channel pluralizing effect by using the MIMO channels and the interference reduction effect by using the adaptive array antennas and provides the data transmission method for mobile communication in which the spectrum efficiency was improved greatly as indicated by a "4G" point indicated in FIG. 1. However, according to the conditions of the propagation channels, the operation at the target point level is not always achieved. For example, if the vectors of the rows in the propagation channels matrix H of the MIMO propagation channels comes to have stronger interrelations and the parallelity of the channels, in other words, the number of parallel channels decreases, then components are weighted on the vectors of some of the columns in the matrix A and the channel pluralizing effect is reduced. In such cases, conversely, the beam forming effect

becomes easy to obtain and, consequently, the interference reduction effect becomes greater. It is therefore desirable to shift the operation point in FIG. 1 to the right, that is, to increase E_b/N_0 . This can be accomplished by increasing the number of modulation levels and/or decreasing the redundancy by increasing the encoding rate.

[0042] Next, FIG. 3 shows the configurations of transmitting and receiving modules in a mobile communication system according to a preferred Embodiment 2 of the present invention. The channel encoder 100, complex matrix operation unit 109, transmitting antennas 103-1 through 103-L, receiving antennas 104-1 through 104-N, MIMO receiver 108, and channel decoder 107 operate the same as described in Embodiment 1. In Embodiment 2, a channel encoded code word is temporarily stored into a buffer 110. The code word bits stored in the buffer 100 are read sequentially and modulated by modulators 111-1 through 111-M. For modulation, it is desirable to modulate a plurality of bits simultaneously by multilevel modulation such as Quadrature Amplitude Modulation (QAM). Reading the code word bits from the buffer 110 and modulating them are repeated until a receiving acknowledge signal has been returned from the receiving end. At the receiving end, signals (received symbols) output from the MIMO receiver 108 are respectively demodulated by demodulators 112-1 through 112-M corresponding to the modulators 111-1 through 111-M at the transmitting end and demodulated signals are sequentially stored into a buffer 113. The buffer 113 outputs the received signals stored therein which are a part of an encoding unit to the channel decoder 107 even before the reception of the encoding unit is complete, and decoding is tried. An error detector 114 checks the decoded results, using the error detection code which was added at the transmitting end and notifies the transmitting end of the result of the check. When it is detected that the signals in one coding unit have been received correctly without errors, the buffer 113 is cleared and becomes ready for the next coding unit. A buffer 115 stores the decoded signals which are sequentially overwritten with the signals decoded by the channel decoder 107 and output them as received signals when it is notified of correct reception from the error detector 114.

[0043] FIG. 9 shows a configuration example of the buffer 110. Code words in one unit of encoding output from the encoder 100 are sequentially written into the memory 121, according to address generated by a write address generator 120. On the other hand, the written code words are sequentially read from the memory, according to address generated by a read address generator 122, parallelized by a serial-parallel (S/P) converter 123, and supplied to the above modulators 111-1 through 111-M. If a receiving acknowledge signal is not returned from the receiving end after whole of code word of coding unit has been sent to the modulators, then the code word stored in the memory 121 is read again and re-sent to the modulators. At this time, it is desirable to change the sequence of the addresses generated by the read address generator 122. Thereby, signal quality difference per bit of the code word can be equalized.

[0044] FIG. 5 explains the operation of the above modulators 111-1 through 111-M. The top matrix is 64 QAM mapping, the middle one is 16 QAM mapping, and the bottom one is QPSK mapping. In the 64 QAM mapping, for a set of six bits (b_0, b_1, \dots, b_5), 64 bit combinations are

mapped onto 64 points on the IQ complex plane and output signal $I+jQ$ (modulated symbol) is obtained. Similarly, in the 16 QAM mapping, mapping four bits (b_0, b_1, b_2, b_3) onto 16 points is performed. In the QPSK mapping, mapping two bits (b_0, b_1) onto four points is performed.

[0045] FIG. 6 explains the operation of the demodulators 112-1 through 112-M. FIG. 6 explains a principle of how a 16 QAM modulated signal is demodulated and the same principle applies to other modulation schemes. Four bits (b_0, b_1, b_2, b_3) are demodulated as follows. For b_0 , among modulated signal points with $b_0=0$, a point nearest to a received signal point (received symbol) marked with a square point in the figure is selected and its distance L_{00} from the received signal point is measured. Similarly, among modulated signal points with $b_0=1$, a point nearest to the received signal point is selected and its distance L_{01} from the received signal point is measured. From these results, $L_{00}^2 - L_{01}^2$ is output as likelihood of received signal b_0 and b_0 is demodulated. For b_1 to b_3 , the same operation is performed.

[0046] FIG. 10 shows a configuration example of the above buffer 113. The signals demodulated by the above demodulators 112-1 through 112-M are converted into a sequence of the demodulated signals by a parallel-serial (P/S) converter 124. Meanwhile, the demodulated signals of the same code word received so far are read from the memory 126, according to address generated by a write address generator 125, added to the sequence of the demodulated signals output from the above parallel-serial (P/S) converter 124 in an adder 127, and stored again into the memory 126. The demodulated signals stored in the memory 126 which are a part of an encoding unit are read from the memory 126, according to a read address generator 126, and sent to the channel decoder 107, even before the reception of the encoding unit is complete. When the error detector 114 detects that the code word has been decoded without errors and supplies a decoding complete signal to the buffer, the memory 126 and the write address generator 125 are initialized and become ready for receiving the next code word. As a matter of course, the write address generator 125 and the read address generator 128 shown in FIG. 10 must have inverse relation to the write address generator 120 and the read address generator 122 shown in the above FIG. 9.

[0047] The operation flow at the transmitting end in Embodiment 2 is explained in FIG. 11 and the operation flow at the receiving end is explained in FIG. 12. At the transmitting end, the first step is encoding data in one unit of encoding and generating a code word (300). Then, a transmission count variable n is initialized to 1 (301). A modulation mode to be performed by the modulators 111-1 through 111-M is determined, according to the channel conditions (302). Part of the code word which has not yet been transmitted n times is modulated and transmitted (303). If an acknowledge signal is returned from the receiving end, the procedure returns to step 300 and the next code word is generated. If not, the procedure returns to step 302 and the remaining part of the code word is transmitted. When the transmission of the code word has been completed for the n th time, the variable n is incremented by one (306) and the code word is transmitted again. At the receiving end, in advance of receiving, the first step is clearing the likelihood of received signals corresponding to a code word in one coding unit (310). Then, a reception count variable n is

initialized to 1 (311). A modulation mode which corresponds to a demodulation mode to be performed by the demodulators 112-1 through 112-M is determined, according to the channel conditions (312). Part of a code word received is demodulated and the likelihood of the demodulated signal is combined with the likelihood calculated for so far received signal (313, 314). Using the so far demodulated signals, it is judged whether the data in the whole of coding unit have been decoded correctly (315). If the data in the whole of coding unit have been decoded, the decoded data is output (318), the acknowledge signal is returned to the transmitting end (319), and the procedure returns to step 310. If the data in the whole of coding unit have not been decoded correctly, demodulation of received signals is continued (316, 317). Here, when determining a modulation mode, by referring to instantaneous channel quality, it would be reasonable to select a modulation mode with a great number of modulation levels if the quality is good; otherwise, select a modulation mode with a small number of modulation levels if the quality is poor. More simply, as is shown in FIG. 13, it may also be preferable to determine a modulation mode according to how much part of the code word or amount of code word has been transmitted so far. Based on the principle according to FIG. 13, modulation levels can be controlled simply. If transmission is completed with small parts of code word, then it would be equivalent to achieving the transmission with a high number of modulation levels on average. The equivalent number of modulation levels actually decreases as the portions of code word transmitted increases. That transmission is completed with small portions of code word means propagation channel quality is good. If the transmission of greater portions of code word is needed, it means propagation channel quality is poor. Modulation level control based on the principle according to FIG. 13 can be expected to produce the effect equivalent to modulation mode change control according to propagation channel conditions.

[0048] According to Embodiment 2, time required to transmit one unit of encoding automatically changes, according to propagation channel conditions, and, as a result, the operation point indicated in FIG. 1 would have been controlled appropriately. However, if the number of parallel transmission channels as the MIMO propagation channels decreases, it is desirable to increase the number of modulation levels and the encoding rate as is the case for Embodiment 1. In the present embodiment 2, the transmission of a code word continues until the receiving end acknowledges the code word reception and, consequently, the encoding rate is controlled appropriately. For instance, if decoding of only part of a code word transmitted is successful, redundant code word transmission is avoided and the encoding rate is high. For instance, if code word decoding is successful only after repeated transmission of the code word, the encoding rate is low. Meanwhile, it is desirable to control the number of modulation levels in the same manner as in Embodiment 1. Specifically, if the number of parallel transmission channels as the MIMO propagation channels decreases, it is desirable to increase the number of modulation levels. This is, in effect, equal to controlling a threshold in changing modulation mode if in use with modulation level control according to FIG. 13. If the number of parallel transmission channels as the MIMO propagation channels

decreases, the threshold in the number of code words to be transmitted should be set high so as to reduce the number of modulation levels.

What is claimed is:

1. A mobile communication system comprising a transmitting station and a receiving station, said transmitting station comprising:

- a plurality of modulators;
- an encoder which encodes data to transmit into a code word, separates the code word into a plurality of signals, and outputs the plurality of signals to said plurality of modulators;
- an operation unit which performs beam forming of transmit signals modulated by said plurality of modulators in order to transmit the transmit signals from a plurality of antennas; and
- a plurality of antennas, said receiving station comprising:
 - a plurality of antennas which respectively receive the signals transmitted from said plurality of antennas of said transmitting station;
 - a MIMO receiver which separates said plurality of signals from the signals input from said plurality of antennas;
 - a plurality of demodulators which demodulate the plurality of signals output from said MIMO receiver; and
 - a decoder which decodes said plurality of demodulated signals.

2. The mobile communication system according to claim 1, wherein:

- said transmitting station has M units of said modulators and L units of said antennas;
- said operation unit multiplies M units of signals input from said modulators by a complex matrix consisting of $M \times L$ units of elements; and
- said complex matrix is settled, according to conditions of propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

3. The mobile communication system according to claim 1, wherein an encoding rate of said encoder is fixed, according to conditions of the propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

4. The mobile communication system according to claim 1, wherein said modulators perform multilevel modulation.

5. The mobile communication system according to claim 4, wherein:

- said transmitting station includes a first buffer to store said code word;
- said first buffer divides said code word into bits and sequentially outputs the bits to said plurality of modulators;
- in response to a receiving acknowledge signal transmitted from the receiving station, said first buffer outputs to said modulators are stopped and said code word stored is cleared from the buffer;

said encoder outputs a code word following said cleared code word to said first buffer; and

said receiving acknowledge signal indicates that received signals in a complete unit of encoding have been decoded normally on said receiving station.

6. The mobile communication system according to claim 4, wherein:

the number of levels of modulation to be performed by said modulators is controlled, according to parallelity of MIMO propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

7. The mobile communication system according to claim 5, wherein:

said receiving station includes a second buffer to store outputs of said plurality of demodulators, a third buffer to store outputs of said decoder, and an error detector;

said decoder sequentially reads signals stored in said second buffer, decodes the signals, and output the decoded results;

said error detector judges whether the signals in the complete unit of encoding have been decoded normally from said decoded results;

if the signals in the complete unit of encoding have been decoded normally, said error detector sends said receiving acknowledge signal to said transmitting station; and

said third buffer outputs the decoded results stored therein.

8. The mobile communication system according to claim 5, wherein:

said plurality of modulators reduces the number of modulation levels of said multilevel modulation, if the number of code word bits output from said first buffer or the number of symbols modulated by said plurality of modulators for each code word exceeds a predetermined criterion value.

9. The mobile communication system according to claim 8, wherein:

said predetermined criterion value is changed, according to circumstances of the propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

10. A transmitting station with a plurality of antennas which transmits data on a plurality of transmission channels to a receiving station with a plurality of antennas, said transmitting station comprising:

- a plurality of modulators;
- an encoder which encodes data to transmit into a code word, separates the code word into a plurality of signals, and outputs the plurality of signals to said plurality of modulators;
- an operation unit which executes arithmetic operation for giving pointing directions of transmit beams to a plurality of transmit signals modulated by said plurality of modulators; and

the plurality of antennas from which signals output from said operation unit are transmitted to said receiving station.

11. The transmitting station according to claim 10, wherein:

said transmitting station has M units of said modulators and L units of said antennas;

said operation unit multiplies M units of signals input from said modulators by a complex matrix consisting of $M \times L$ units of elements; and

said complex matrix is settled, according to conditions of propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

12. The transmitting station according to claim 10, wherein an encoding rate of said encoder is fixed, according to conditions of the propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

13. The transmitting station according to claim 10, wherein:

said transmitting station includes a buffer to store the code word output from said encoder;

said buffer divides said code word into bits and sequentially outputs the bits to said plurality of modulators;

in response to a receiving acknowledge signal transmitted from the receiving station, said buffer outputs to said modulators are stopped and said code word stored is cleared from the buffer;

said encoder outputs a code word following said cleared code word to said buffer; and

said receiving acknowledge signal indicates that received signals in a complete unit of encoding have been decoded normally on said receiving station.

14. The transmitting station according to claim 10, wherein:

said plurality of modulators perform multilevel modulation; and

the number of levels of the multilevel modulation is determined, according to parallelity of the propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

15. The transmitting station according to claim 13, wherein:

said plurality of modulators perform multilevel modulation; and

the number of levels of the multilevel modulation is reduced, if the number of code word bits output from said buffer or the number of symbols modulated by said plurality of modulators for each code word exceeds a predetermined criterion value.

16. A data transmission method for use in a transmitting station with a plurality of antennas which transmits data on a plurality of transmission channels to a receiving station with a plurality of antennas, said data transmission method comprising:

encoding data to transmit into a code word;

separating said code word into a plurality of signals;

modulating the plurality of signals by modulators;

executing arithmetic operation for giving pointing directions of transmit beams to said plurality of modulated signals when being simultaneously transmitted from said plurality of antennas; and

transmitting signals obtained from said arithmetic operation from said plurality of antennas.

17. The data transmission method according to claim 16, wherein:

said transmitting station has M units of said modulators and L units of said antennas;

said arithmetic operation is a procedure of multiplying M units of signals input from said modulators by a complex matrix consisting of $M \times L$ units of elements; and

said complex matrix is settled, according to conditions of propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

18. The data transmission method according to claim 16, wherein:

an encoding rate of said encoder is fixed, according to conditions of the propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

19. The data transmission method according to claim 16, wherein:

in response to a receiving acknowledge signal received from said receiving station, code word modulation in process is stopped and modulation of a code word following the code word starts; and

said receiving acknowledge signal indicates that received signals in a complete unit of encoding have been decoded normally on said receiving station.

20. The data transmission method according to claim 16, wherein:

said modulation is multilevel modulation; and

the number of levels of the multilevel modulation is determined, according to parallelity of the propagation channels between the plurality of antennas of said transmitting station and the plurality of antennas of said receiving station.

* * * * *

JP2004297172

PUB DATE: 2004-10-21

APPLICANT: SHARP CORP

HAS ATTACHED HERETO A MACHINE TRANSLATION

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2004-297172

(43)Date of publication of application : 21.10.2004

(51)Int.Cl.

H04J 15/00

H04B 7/26

(21)Application number : 2003-083429

(71)Applicant : SHARP CORP

(22)Date of filing : 25.03.2003

(72)Inventor : HAMAGUCHI YASUHIRO

IMAMURA KIMIHIKO

NAKAJIMA TAIICHIRO

SHIRAKAWA ATSUSHI

OKAMOTO NAOKI

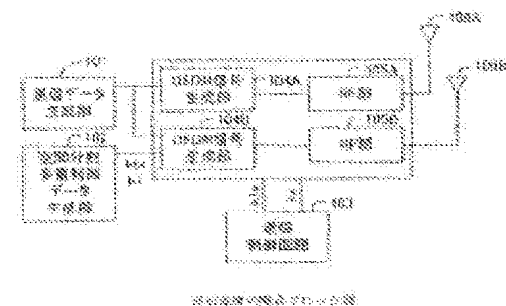
SUETAKE HIROYASU

(54) WIRELESS DATA TRANSMISSION SYSTEM, AND WIRELESS DATA TRANSMISSION/RECEPTION APPARATUS

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a wireless data transmission system utilizing the SDM and compatible with a conventional wireless communication system, and to provide a wireless data transmission/reception apparatus.

SOLUTION: The wireless data transmission system including a transmission apparatus and a reception apparatus is characterized in that when the transmission apparatus starts data transmission to the reception apparatus, the transmission apparatus transmits data including a maximum number of antennas available for the transmission and a maximum number of available data sequences to spatial division multiplexing control data to the reception apparatus, and when the transmission apparatus receives a discrimination result indicating impossibility of reception by the number of the



transmission antennas and the number of the data sequences, the transmission apparatus transmits data including a reduced number of the transmission antennas and a reduced number of the data sequences to the spatial division multiplexing control data to the reception apparatus.

Jpn. Pat. Appln. KOKAI Publication 2004-297172
SP Number: B0007P1593
(English Documents Translated by Translation Software)

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : **2004-297172**

(43)Date of publication of application : **21.10.2004**

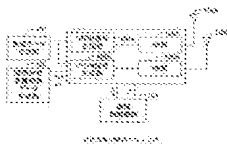
(51)Int.Cl. **H04J 15/00**

H04B 7/26

(21)Application number : **2003-083429** (71)Applicant : **SHARP CORP**

(22)Date of filing : **25.03.2003** (72)Inventor : **HAMAGUCHI YASUHIRO**
IMAMURA KIMHIKO
NAKAJIMA TAIICHIRO
SHIRAKAWA ATSUSHI
OKAMOTO NAOKI
SUETAKE HIROYASU

(54) WIRELESS DATA TRANSMISSION SYSTEM, AND WIRELESS DATA TRANSMISSION/RECEPTION APPARATUS



(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a wireless data transmission system utilizing the SDM and compatible with a conventional wireless communication system, and to provide a wireless data transmission/reception apparatus.

SOLUTION: The wireless data transmission system including a transmission apparatus and a reception apparatus is characterized in that when the transmission

apparatus starts data transmission to the reception apparatus, the transmission apparatus transmits data including a maximum number of antennas available for the transmission and a maximum number of available data sequences to spatial division multiplexing control data to the reception apparatus, and when the transmission apparatus receives a discrimination result indicating impossibility of reception by the number of the transmission antennas and the number of the data sequences, the transmission apparatus transmits data including a reduced number of the transmission antennas and a reduced number of the data sequences to the spatial division multiplexing control data to the reception apparatus.

* NOTICES *

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.**** shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1]

It is a sending set which is provided with two or more antennas, carries out the space division multiple of the data of one or more series, and carries out wireless transmission using the same frequency channel,

A sending set provided with a means to generate space division multiple control data containing the number of antennas used for transmission between said two or more antennas, and the number of series of data to transmit, to include this space division multiple control data in data of at least 1 series, and to transmit.

[Claim 2]

It is a receiving set which can receive data by which wireless transmission was carried out from the sending set according to claim 1,

Said sending set acquires the number of antennas used for transmission, and the number of series of data to transmit from said space division multiple control data contained in received data, A receiving set provided with a means to distinguish whether it is ability ready for receiving for data with this number of transmission antennas, and the number of data series, and to transmit a discriminated result to said sending set.

[Claim 3]

A radio data transmission system constituted including respectively the sending set according to claim 1 and the receiving set according to claim 2 one or more.

[Claim 4]

In the radio data transmission system according to claim 3,

When starting data transmission to a receiving set, said sending set includes the maximum number of an antenna usable to transmission, and the maximum number of an usable data series in said space division multiple control data, and transmits, A radio data transmission system including what reduced each of said number of transmission antennas, and the number of data series in said space division multiple control data, and transmitting when a discriminated result that it is unreceivable with said number of transmission antennas and the number of data series is received from said receiving set.

[Claim 5]

Said sending set is provided with a means to modulate send data with an OFDM system and to transmit,

The radio data transmission system according to claim 3, wherein said receiving set is provided with a means to restore to received data with an OFDM system.

[Claim 6]

Wireless data transceiving equipment which is provided with the following and characterized by transmission and reception of wireless data being possible.

The sending set according to claim 1.

The receiving set according to claim 2.

[Claim 7]

In the radio data transmission system according to claim 3,

A radio data transmission system, wherein said sending set and a receiving set transmit as a data packet which added a preamble of ARIB STD-T71 system to said send data which carried out the space division multiple.

[Claim 8]

In the radio data transmission system according to claim 3,

A radio data transmission system, wherein said sending set and a receiving set transmit as a data packet which added a preamble of an IEEE802.11a system to said send data which carried out the space division multiple.

[Claim 9]

Said sending set transmits to the signal field included in a preamble of said data packet including data in which a modulation method of said send data which carried out the space division multiple is shown,

The radio data transmission system according to claim 7 or 8, wherein said receiving set restores to received data with a modulation method shown in said signal field.

[Claim 10]

The radio data transmission system according to claim 9, wherein said sending set transmits to the signal field included in a preamble of said data packet further

including data in which it is shown whether send data is data based on a space division multiple system.

[Claim 11]

The radio data transmission system according to claim 9, wherein said sending set transmits to the signal field included in a preamble of said data packet further including data in which data length of send data is shown.

[Claim 12]

A radio data transmission system given in any 1 clause of Claim 9, wherein said sending set adds the signal field which contained further data in which a modulation method and data length of said send data are shown to a head of said send data and transmits to 11.

[Claim 13]

The radio data transmission system according to claim 12, wherein said sending set includes MAC control information on send data in a data field of a data packet of said ARIB STD-T71 system or an IEEE802.11a system further and transmits.

[Claim 14]

Said sending set changes a part of data length of a preamble contained in said data packet with a modulation method of send data, and transmits,

The radio data transmission system according to claim 7 or 8 said receiving set's identifying a modulation method of received data with a part of data length of said preamble, and restoring to received data with this modulation method.

[Claim 15]

Said sending set transmits to a preamble for propagation path estimates added to a head of send data in said data packet including data in which a modulation method of this send data is shown,

The radio data transmission system according to claim 7 or 8, wherein said receiving set restores to received data with a modulation method shown by said preamble for propagation path estimates.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention]

This invention relates to the wireless data sending set and receiving set for realizing the radio data transmission system which carried out division multiplex [of the transmission data], and accelerated data communications especially, and this about the radio data transmission system and wireless data transceiving equipment which use a 5GHz bandwidth.

[0002]

[Description of the Prior Art]

In recent years, two or more small-power-wireless communications systems of the license needlessness which uses a 5GHz bandwidth are proposed, and are standardized. For example, in the HiSWAN (High Speed Wireless Access System) standard of ARIB (Association of Radio Industries and Businesses), an indoor-oriented radio communications system is mainly provided in a 5GHz bandwidth.

[0003]

In IEEE802.11a which is one of the wireless LAN standards by IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers). Use the frequency band of the 5.2-GHz circumference and to a modulation method An OFDM system, The CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) system is adopted as a MAC layer, and access speed provides the radio communications system in which the high-speed wireless communications of 36 – 54Mbps are possible.

[0004]

However, to 5.15 GHz permitted to such a small-power-wireless communications system – 5.25 GHz bands. There are only four channels of 20 MHz (an occupancy signal frequency band is 18 MHz) of frequency bands, and it is said that it is difficult to raise the throughput as a radio communications system.

[0005]

The technology of SDM (Space Division Multiplexing: space division multiple) is proposed under such a situation as technology which raises access speed. In the radio communications system using SDM, a sending set transmits simultaneously different data using two or more antennas with the same frequency band, and a receiving set receives these signals by which multiplex was carried out, and is separated.

[0006]

An example using such SDM of a radio communications system is explained briefly. In this example, the sending set and the receiving set shall be provided with two antennas, and the number of the data series transmitted and received shall also be two. Although anythings are possible for the modulation method of data, the OFDM

modulation system with which it opts for specification-ization by the 5GHz bandwidth here shall be used.

[0007]

Drawing 13 is a figure showing roughly the composition of the radio communications system in this example. In drawing 13, the sending set of this radio communications system is provided with two antenna TxAnt_A and TxAnt_B, and the receiving set is also provided with two antenna RxAnt_A and RxAnt_B.

[0008]

When transmitting data to a receiving set from a sending set, a sending set transmits simultaneously the data Tx (A) divided into two, and each of Tx (B) with the same frequency band from antenna TxAnt_A and TxAnt_B.

[0009]

The data Tx (A) transmitted from antenna TxAnt_A passes along the propagation ways H11 and H12, and is received by antenna RxAnt_A and RxAnt_B of a receiving set, respectively. Similarly, the data Tx (B) transmitted from antenna TxAnt_B passes along the propagation ways H21 and H22, and is received by antenna RxAnt_A and RxAnt_B of a receiving set, respectively.

[0010]

In antenna RxAnt_A of a receiving set, the received data from the propagation ways H11 and H21 are received as the compounded received data Rx (A). Similarly, in antenna RxAnt_B, the received data from the propagation ways H12 and H22 are received as the compounded received data Rx (B).

[0011]

Here, the following determinants (1) can express the received data Rx (A) and Rx (B) in each antenna of a receiving set using the propagation way H11, H12, H21 and H22, and the send data Tx (A) and Tx (B) in each antenna of a sending set.

[0012]

[Mathematical formula 1]

$$\begin{bmatrix} Rx(A) \\ Rx(B) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H11 & H21 \\ H12 & H22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Tx(A) \\ Tx(B) \end{bmatrix} \dots (1)$$

[0013]

In a receiving set, when the propagation ways H11-H22 are known beforehand, the received data Rx (A) and Rx (B) to the send data Tx (A) and Tx (B) are calculated. If the determinant shown by H11-H22 is set to H (it is hereafter called a "propagation way procession") and the inverse matrix is made into H^{-1} , the following determinants (2) can express the send data Tx (A) and Tx (B).

[0014]

[Mathematical formula 2]

$$\begin{bmatrix} Tx(A) \\ Tx(B) \end{bmatrix} = H^{-1} \begin{bmatrix} Rx(A) \\ Rx(B) \end{bmatrix} \dots (2)$$

[0015]

Since the propagation way procession H changes with communication environment, it is common by preceding performing data communications and transmitting known data to a receiving set from a sending set to search for the propagation way procession H. This known data is called preamble for propagation way measurement.

[0016]

For example, the case where included the data [data / a and a] a from antenna TxAnt_B and -a in the head of the burst, and it transmits from antenna TxAnt_A of a sending set as a preamble for propagation way measurement is considered. Drawing 14 is a figure showing the example of the packet format at the time of transmission of this preamble for propagation way measurement. It is superimposed on the preamble for propagation way measurement transmitted from each antenna of the sending set through the propagation way H, and it is received by each antenna RxAnt_A and RxAnt_B of a receiving set.

[0017]

At this time, the data received by antenna RxAnt_A of the receiving set is set to r1 and r2, and the following determinant will be materialized if the data received by antenna RxAnt_B is set to r3 and r4.

[0018]

[Mathematical formula 3]

$$\begin{bmatrix} r1 & r2 \\ r3 & r4 \end{bmatrix} = H \begin{bmatrix} a & a \\ a & -a \end{bmatrix} \dots (3)$$

[0019]

In an upper type, since r1-r4 are the received data in a receiving set and a and -a are known pilot signals beforehand, (3) types will be transformed and the propagation way procession H will be expressed with the following formula.

[0020]

[Mathematical formula 4]

$$H = \frac{-1}{2a^2} \begin{bmatrix} -a & -a \\ -a & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r1 & r2 \\ r3 & r4 \end{bmatrix} \dots (4)$$

[0021]

However, in the radio communications system in this example, since the OFDM modulation system is adopted, the propagation way procession H shown by (4) formulas about each subcarrier of OFDM must be searched for.

[0022]

Next, the OFDM wireless communication system using the 5GHz bandwidth which specification has already decided is explained briefly. This system is a CSMA/CA system specified to ARIB-STD T-71.

Except for the laws and regulations in each country including the frequency band to be used, it has the same specification as IEEE802.11a.

[0023]

Drawing 15 is a figure showing roughly the composition of the communication packet used in this OFDM wireless communication system. In drawing 15, the communication packet comprises the area B and the C region included the preamble signal, the signal field shown in SF, and a data field shown by DF.

[0024]

Although a preamble signal is known data between a sending set and a receiving set, it is not prescribed by specifications in particular how the preamble signal included in area B and a C region is used in a receiving set. Usually, area B is a repetition (0.8 microsecond x ten pieces) of the data for 0.8 microsecond, and is used for data communications, such as AGC control, a coarse estimating frequency offset, and a symbol synchronization. A C region is used for data communications, such as propagation path estimate and a fine estimating frequency offset.

[0025]

Drawing 16 is a figure showing the composition of the data contained in the signal field (SF). The modulation rate of the data field (DF) which SF comprises 24-bit data and follows below 4 bits. Reserve is included for the length (byte length) of a data field, and the error correction tail bit for the signal fields (SF) is contained for the parity bit for the signal fields (SF) by 6 bits by 1 bit by 1 bit by 12 bits.

[0026]

In the receiving set by ARIB-STD T-71 specification (it is only hereafter written as "T-71"), drawing 17 is a flow chart which shows the flow of the processing which receives the above-mentioned wireless transfer wave, and to which it restores. If an electric wave is detected (Step S1701), a receiving set will acquire a preamble and will judge whether the electric wave is an electric wave of T-71 format (Step S1702). When a reception radio wave is an electric wave of T-71, it restores to the signal field (SF) and it is judged whether the signal field (SF) is the right based on a parity bit etc. (Step S1703).

[0027]

The signal field (SF) restores to a following data field (DF) further to a right case based on the modulation rate of the data field (DF) contained there (Step S1704). The recovery of OFDM symbol data which received is continued until a receiving set reaches the data length (Length) of the data field (DF) contained in the signal field (SF) (Step S1705).

[0028]

On the other hand, in the above-mentioned step S1702, when it judges with the received electric wave not being an electric wave of T-71 format, the radio field intensity of a reception radio wave is measured (Step S1706), and size with the threshold value L1 beforehand set to this radio field intensity is compared (Step S1707). When received radio field intensity is more than threshold value L1, it judges that carrier communication is in use, and it stands by until received radio field intensity becomes smaller than the threshold value L1.

[0029]

In the above-mentioned step S1703, although the electric wave of the T-71 format was received, When it judges with that signal field (SF) having an error, the intensity of a reception radio wave is measured (Step S1708), and size with the threshold value L2 beforehand set to this radio field intensity is compared (Step S1709). When received radio field intensity is more than threshold value L2, it judges that carrier communication is in use, and it stands by until received radio field intensity becomes smaller than the threshold value L2.

[0030]

In the above-mentioned steps S1707 and S1709, in order that a receiving set may protect so that a send action may not be caused during carrier communication use, it is made not to perform other processings, until received radio field intensity becomes smaller than the threshold value L1 or L2. It is because the CSMA/CA system is taken, so it is necessary to avoid the collision of wireless transfer data in T-71. In a receiving set, while processing Steps S1701-S1709, suppose that a send action cannot be performed.

[0031]

The threshold values L1 and L2 set up beforehand are different values, and assume that it has set up so that it may be set to $L1 > L2$. In order to improve safety more to the electric wave of the same communications system, the value of L2 is made lower than L1.

[0032]

The specification of the MAC layer used for ARIB-STD T-71 and IEEE802.11a is indicated to IEEE802.11. As described above, in order to transmit by T-71, it must judge that carrier communication is not used, but it is necessary besides operating condition judgment of such a physical carrier to check not being used logically. Time to be needed for a series of operations in the packet communication is shown to the header of each packet by IEEE802.11. Therefore, the equipment which tries to transmit by T-71 needs to transmit by checking the logical reservation status.

[Patent documents 1]

JP,2002-374224,A

[0033]

[Problem to be solved by the invention]

By the way, since it will become possible to increase the number of the data series transmitted and received according to the number of an antenna with the same frequency band if an SDM system is used as mentioned above, high-speed mass communication can be performed compared with the system which does not use an SDM system. A radio wave resource can be efficiently used by adjusting the number of antennas to be used, and the number of transmitted-and-received-data series according to the channel capacity of a radio communications system.

[0034]

On the other hand, in the conventional radio communications system, the number of the data series transmitted and received in one frequency band is one. For this reason, when starting communication, while the sending set sent the radio wave in the specific frequency band, the radio wave in the frequency band where a receiving set is specific was received, and communication was able to be established by restoring to this to data. Of course, in the sending set and the receiving set, in order to improve communicative quality, two or more antennas might be used, but it is only for this acquiring the gain by a die by city, and a sending set and a receiving set did not need to recognize the antenna number used.

[0035]

However, in a radio communications system using SDM, At least, transmission and reception of two or more data series are attained in one frequency band, and it can be transmitted by using two or more antennas in a sending set and a receiving set and received [a theory top can carry out multiplex / of the data series for a transmission antenna number / , and]. Therefore, in a receiving set, it is necessary to detect the number of transmission antennas used for a kind and transmission of data transmitted from a sending set. This invention tends to provide a radio data transmission system and wireless data transceiving equipment this [whose] is made possible.

[0036]

In order to use the above-mentioned SDM-OFDM system by a 5GHz bandwidth, it is desirable for there to be a radio communications system and compatibility, such as ARIB-STD T-71 which exists from the former, and IEEE802.11a. However, a system configuration which enables coexistence with a radio communications system of an SDM-OFDM system and the conventional radio communications system is not yet proposed.

[0037]

Therefore, this invention is a radio data transmission system using SDM, and tends to provide a radio data transmission system and wireless data transceiving equipment provided with compatibility with the conventional radio communications

system again.

[0038]

[Means for solving problem]

In view of above-mentioned solution SUBJECT, this invention person thought out wholeheartedly to a radio data transmission system and wireless data transceiving equipment which have the following composition as a result of research.

Namely, it is a sending set which this invention is provided with two or more antennas, and carries out the space division multiple of the data of one or more series, and carries out wireless transmission using the same frequency channel, Space division multiple control data containing the number of antennas used for transmission between said two or more antennas and the number of series of data to transmit is generated, and a sending set provided with a means to include this space division multiple control data in data of at least 1 series, and to transmit is provided.

[0039]

This invention is a receiving set which can receive again data by which wireless transmission was carried out from the above-mentioned sending set, Said sending set acquires the number of antennas used for transmission, and the number of series of data to transmit from said space division multiple control data contained in received data, It distinguishes whether it is ability ready for receiving for data with this number of transmission antennas, and the number of data series, and a receiving set provided with a means to transmit a discriminated result to said sending set is provided.

[0040]

In wireless data transmission using a space division multiple according to a sending set and a receiving set of these this inventions, By notifying the available number of antennas, and the number of data series, and suiting with a sending set and a receiving set, an effect by a space division multiple is made into the maximum, and it becomes possible to raise a data transmission rate.

This invention provides again the radio data transmission system constituted including an above-mentioned sending set and receiving set one or more respectively.

[0041]

In the radio data transmission system of above-mentioned this invention, said sending set, When starting data transmission to a receiving set, include the maximum number of an antenna usable to transmission, and the maximum number of an usable data series in said space division multiple control data, and it transmits, When a discriminated result that it is unreceivable with said number of transmission antennas and the number of data series is received from said receiving set, what reduced each of said number of transmission antennas and the number of data series is included in said space division multiple control data, and it transmits.

[0042]

A sending set can detect the maximum receivable number of transmission antennas and the number of data series in a receiving set by continuing transmitting, reducing the number of transmission antennas, and the number of data series until it receives a discriminated result with ability ready for receiving from a receiving set.

[0043]

In the radio data transmission system of this invention, said sending set is provided with a means to modulate send data with an OFDM system and to transmit, and said receiving set is provided with a means to restore to received data with an OFDM system.

Typically, a radio data transmission system of this invention carries out the space division multiple (SDM) of the sending signal which carried out OFDM modulation further, and an SDM-OFDM system which transmits using two or more antennas and data series is used for it.

[0044]

This invention is provided with an above-mentioned sending set and a receiving set, and provides again wireless data transceiving equipment in which transmission and reception of wireless data are possible.

In a radio data transmission system of above-mentioned this invention, said sending set and a receiving set transmit as a data packet which added a preamble of ARIB STD-T71 system or an IEEE802.11a system to said send data which carried out the space division multiple.

[0045]

Since the same frequency band as a wireless communication system by a space division multiple of this invention is used for a wireless communication system of these former, by adding a preamble common to a data packet in a system of this invention with these, It becomes possible to build the conventional wireless communication system and a radio data transmission system which has high compatibility.

[0046]

In a radio data transmission system of this invention, said sending set, Transmitting to the signal field included in a preamble of said data packet including data in which a modulation method of said send data which carried out the space division multiple is shown, said receiving set restores to received data with a modulation method shown in said signal field.

[0047]

By this the transceiving equipment of this invention. [whether the received packet data are what is transmitted by the space division multiple system of this invention, and] It becomes possible to carry out reception of whether it is what is transmitted by the conventional wireless communication system in the same operation, even if it becomes possible to distinguish from the signal field of a packet and is a packet of which system.

[0048]

In the radio data transmission system of this invention, said sending set transmits to the signal field included in the preamble of said data packet further including the data in which it is shown whether send data is data based on a space division multiple system.

[0049]

Thereby, even if it is a case where the data packet by the space division multiple system of this invention is received in the transceiving equipment by the conventional wireless communication system, it becomes possible about it being a packet of the communication method to distinguish from the signal field. What is necessary is just to cancel the packet, when it is judged that the data to which it cannot restore with the transceiving equipment concerned is contained in a packet.

[0050]

In the radio data transmission system of this invention, said sending set transmits to the signal field included in the preamble of said data packet further including the data in which the data length of send data is shown.

[0051]

Transceiving equipment which received such a data packet can recognize correctly data length of a data field which continues after a preamble. When a data packet by a space division multiple system of this invention is especially received in transceiving equipment by the conventional wireless communication system, Since it can restore to a following data field and the data length can be correctly recognized that there is nothing, it can wait to complete transmission of the data concerned and the next transmission and reception operations can be performed.

[0052]

In a radio data transmission system of this invention, said sending set adds the signal field which contained further data in which a modulation method and data length of said send data are shown to a head of said send data, and transmits.

[0053]

It becomes unnecessary to use a modulation method and data length of the same data by each data series unlike a case where this transmits including data in which a modulation method and data length of said send data are shown in a preamble of a data packet by the conventional wireless communication system as mentioned above. For this reason, it becomes possible to perform data communications of more various forms.

[0054]

In a radio data transmission system of this invention, said sending set includes MAC control information on send data in a data field of a data packet of said ARIB STD-T71 system or an IEEE802.11a system further, and transmits.

[0055]

The data in which the logical operating condition of carrier communication is shown is contained in the MAC control information on send data, and according to the above-mentioned composition. Also in the transceiving equipment of ARIB STD-T71

conventional system or an IEEE802.11a system, it becomes possible to acquire this MAC control information, and it becomes possible to build a more reliable radio data transmission system.

[0056]

In the radio data transmission system of this invention, said sending set, A part of data length of the preamble contained in said data packet is changed with the modulation method of send data, and is transmitted, said receiving set identifies the modulation method of received data with a part of data length of said preamble, and it restores to received data with this modulation method.

[0057]

In the radio data transmission system of this invention, said sending set, Transmitting to the preamble for propagation path estimates added to the head of the send data in said data packet including the data in which the modulation method of this send data is shown, said receiving set restores to received data with the modulation method shown by said preamble for propagation path estimates. It becomes possible to include in a preamble the data in which the modulation method of send data is shown, without changing the data of the preamble already specified by the conventional system according to these methods.

[0058]

[Mode for carrying out the invention]

Hereafter, an embodiment of the invention is described in detail, referring to an accompanying drawing.

Drawing 1 – drawing 12 are figures which illustrate each embodiment of this invention, and in these figures, a portion which attached the same mark expresses the same thing, and let these fundamental composition and operations be the same things. In each following embodiment, the antenna n [several] which transceiving equipment has is set to 2, and is also setting to 2 the number of data series transmitted and received. A modulation method shall be based on an OFDM system like an example quoted by a Prior art.

[0059]

[A 1st embodiment]

Below, it divides into composition and operation in a sending set, and composition and operation in a receiving set, and a radio data transmission system concerning a 1st embodiment of this invention is explained in order.

[0060]

Drawing 1 is a block diagram showing roughly the composition of the sending set used in the radio data transmission system of this embodiment.

In drawing 1, the sending set of this embodiment comprises the send data generation part 101, the space division multiple control data generating section 102, the transmission-control circuit 103, the OFDM signal generation parts 104A and 104B, RF sections 105A and 105B, and the antennas 106A and 106B.

[0061]

It is what the send data generation part 101 generates send data, and is outputted to the OFDM signal generation parts 104A and 104B. The information data which should be transmitted from the upper layer (here, not shown) was received, and it has the circuit which generates the signal which processes an error correction etc. and can be transmitted in an OFDM format.

[0062]

The space division multiple control data generating section 102 outputs the number k_{tx} of transmission antennas and k_1 data series which are used in communication by a space division multiple (SDM) system to the OFDM signal generation part 104B as space division multiple control data. The space division multiple control data generating section 102 also received the number k_{tx} of transmission antennas, and k_1 data series from the upper layer, performed processing required for these values, and is provided with the circuit outputted as a signal which can be transmitted in an OFDM signal format. [as well as the send data generation part 101] In this embodiment, both the number k_{tx} of transmission antennas and k_1 data series will take the value of 1 or 2.

[0063]

The transmission-control circuit 103 generates and outputs the data in which the number k_x of antennas and the number k_{1x} of data series which a sending set actually uses are shown. This number k_x of antennas and the number k_{1x} of data series are values directed from the upper layer like the above k_{tx} and k_1 , and these will take the value of 1 or 2 in this embodiment.

[0064]

The OFDM signal generation parts 104A and 104B modulate the sending signal received from the send data generation part 101 to an OFDM signal, respectively, and output it to RF sections 105A and 105B. In the OFDM signal generation part 104B, the space division multiple control data received from the space division multiple control data generating section 102 is multiplexed to a sending signal.

[0065]

RF sections 105A and 105B are changed into frequency which actually uses a signal modulated in the OFDM signal generation parts 104A and 104B by radio, and are outputted to the antennas 106A and 106B, respectively. The antennas 106A and 106B carry out wireless transmission of these signals.

[0066]

Operation which performs data transmission with a sending set of this embodiment constituted as mentioned above is explained.

First, to communicate using an SDM system, it is necessary to notify beforehand the number of antennas and the number of data series which are used for transmission to a receiving set. Therefore, in a sending set of this embodiment, it precedes performing radio, and the space division multiple control data k_{tx} generated by the space division multiple control data generating section 102, i.e., the number of transmission antennas, and k_1 data series must be first transmitted to a receiving

set.

[0067]

In transmission of this space division multiple control data, since the situation by the side of a receiving set is strange, it transmits as $k_{tx}=k_{1}=2$ (each maximum). In this case, in a sending set, the space division multiple control data generating section 102, the OFDM signal generation part 104B, RF section 105B, and the antenna 106B will be used, and space division multiple control data will be transmitted to a receiving set.

[0068]

However, it is not necessary to set the maximum as k_{tx} and k_1 , and to necessarily transmit to them, and what is necessary is just to transmit with the receivable number of antennas and the number of data series in the system, when the situation of each equipment which constitutes a radio data transmission system is already known.

[0069]

It is judged whether communication with the number k_{tx} of antennas and k_1 data series which are contained in the control data concerned is possible for the receiving set which received the above-mentioned space division multiple control data so that it may mention later. A receiving set according to the same data series as having received the above-mentioned control data. When it can communicate by the number k_{tx} of antennas, and k_1 data series, Ack (Acknowledge: mean that it can communicate by the condition), If communication is impossible, Nack (Non-Acknowledge: mean that it cannot communicate on the condition) will be transmitted to a sending set as reply data.

[0070]

When it communicates with the number k_{tx} of antennas and k_1 data series which transmitted with the above-mentioned control data when Ack was received as reply data and Nack is received, a sending set changes the number of antennas, and the number of data series into a lower value, and transmits control data again. When a receiving set becomes a receiving possible value by repeating this in a value with the number k_{tx} of antennas, and k_1 data series, a sending set will receive Ack.

[0071]

Drawing 2 is a flow chart which shows the flow of the send action of the space division multiple control data in a sending set. With the flow chart shown in drawing 2, the maximum of the number of antennas in a sending set and the number of send data series is not carried out in 2, but it is shown as any value. In order to simplify explanation, the case where the number of antennas and the number of data series which are used for transmission are the same is shown.

[0072]

In the sending set before starting transmission, both the values of k_x and k_{1x} are set to the transmission-control circuit 103 by 1. In the sending set, in spite of having transmitted the space division multiple control data, the parameter Nack

which shows the number of times which was not able to receive Ack is memorized, and 0 is set to the value of Nack as an initial value now. In the space division multiple control data generating section 102 of a sending set, $k1=n$ shall be set up as $ktx=n$ and the number of data series as the number of transmission antennas used for data transmission (Step S200).

[0073]

First, a sending set assigns the value which subtracted the value of Nack from n to the number ktx of transmission antennas set up in the space division multiple control data generating section 102. The value which subtracted the value of Nack from n is assigned to $k1$ data series (Step S201). Here, since it is $Nack=0$, it is still $ktx=k1=n$. After this, it judges whether it is $ktx=0$, and if it is $ktx=0$, processing will be ended (Step S202).

[0074]

Next, a sending set transmits space division multiple control data to a receiving set with the number ktx of transmission antennas and $k1$ data series which are set up in the space division multiple control data generating section 102 now (Step S203).

[0075]

When Ack is received from a receiving set (Step S204), It judges that communication by the number ktx of transmission antennas and $k1$ data series is possible, and the value of ktx is assigned to the number kx of antennas used for communication also in the transmission-control circuit 103, and the value of $k1$ is assigned to the number $k1x$ of data series, respectively (Step S206). Then, data communications can be started by the above-mentioned conditions (Step S207).

[0076]

When Nack is received from a receiving set, or when reply data is not received in fixed time (Step S204), the value of Nack is made to increase one time (Step S205), and it returns to Step S201. In Step S201, after resetting the number ktx of transmission antennas and $k1$ data series in the space division multiple control data generating section 102, unless ktx is 0 (Step S202), space division multiple control data is again transmitted to a receiving set.

[0077]

Thus, space division multiple control data is transmitted to a receiving set, reducing the number ktx of transmission antennas, and $k1$ data series every [1], The number ktx of transmission antennas and $k1$ data series in the time of receiving Ack from a receiving set are set up as the number kx of antennas used for subsequent communications, and the number $k1x$ of data series, and data communications are performed. however, a receiving set is non-receipt, when it is set to $ktx=0$ before receiving Ack from a receiving set (Step S202) — or it judges that it does not exist and processing is interrupted.

Thus, by controlling the send action of a sending set, the communication using the number of antennas and the number of data series maximum in the range which can receive a receiving set is establishable.

[0078]

Drawing 3 is a block diagram showing roughly the composition of the receiving set used in the radio data transmission system of this embodiment.

In drawing 3, the receiving set of this embodiment The antennas 301A and 301B, It comprises RF sections 302A and 302B, the OFDM signal receiving circuits 303A and 303B, the space division multiple control data analysis circuit 304, the reception-control circuit 305, the SDM treating part 306, and the received-data treating part 307.

[0079]

RF sections 302A and 302B are provided with the RF circuit changed into the frequency band which can carry out digital processing of the RF signal received from the sending set by wireless data transmission.

The OFDM signal receiving circuits 303A and 303B are provided with the circuit for performing OFDM recovery processing to the input signal by which frequency conversion was carried out in RF sections 302A and 302B. The OFDM signal receiving circuit 303B extracts again the space division multiple control data contained in an input signal, and outputs it to the space division multiple control data analysis circuit 304.

[0080]

The space division multiple control data analysis circuit 304 analyzes the space division multiple control data received from the OFDM signal receiving circuit 303B, and outputs the result to the reception-control circuit 305. Specifically, k_{tx} and k_1 which are contained in space division multiple control data shall be detected and outputted.

[0081]

The reception-control circuit 305 controls the OFDM signal receiving circuits 303A and 303B and the SDM treating part 306 based on the space division multiple control data received from the space division multiple control data analysis circuit 304. Although based on a predetermined algorithm about the method of this control, it explains in detail later.

[0082]

The reception-control circuit 305 outputs the signal which controls again the number k_x of antennas and the number k_{1x} of data series which are used for data receiving in a receiving set like the transmission-control circuit 103 of the sending set shown in drawing 1.

The received-data treating part 307 is provided with a circuit which performs required processing of an error correction etc. to an input signal to which it restored.

[0083]

According to this embodiment, when set to $k_x=k_{1x}=1$ in the reception-control circuit 305, the antenna 301B, RF section 302B, the OFDM signal receiving circuit 303B, and the received-data treating part 307 perform receiving operation. When set to $k_x=k_{1x}=2$ in the reception-control circuit 305, The antenna 301A, RF section 302A,

and the OFDM signal receiving circuit 303A, After processing an input signal by two data series with the antenna 301B, RF section 302B, and the OFDM signal receiving circuit 303B, in the SDM treating part 306, an OFDM signal from these two data series is compounded, and it processes by the received-data treating part 307. a compositing process of an OFDM signal in the SDM treating part 306 — the above — the same inverse-matrix arithmetic circuit shall perform as a Prior art explained [0084]

Although the number of receiving antennas and the number of data series in a receiving set as well as a sending set are also set to two in drawing 3, this embodiment is not limited to this and can use a receiving set provided with arbitrary numbers of the numbers of receiving antennas, and the number of data series. [0085]

Drawing 4 is a flow chart which shows the flow of the receiving operation of the space division multiple control data in the above-mentioned receiving set. With the flow chart shown in drawing 4, the maximum of the number of antennas and the number of send data series which are used in a receiving set is not carried out in 2, but it is shown as any value $krxa$. In order to simplify explanation, the case where the number of antennas and the number of data series which are used for reception are the same is shown. [0086]

In the receiving set before a data receiving start, both the numbers kx of antennas and numbers $k1x$ of data series that are used for reception are set as 1 in the reception-control circuit 305 (Step S300). If space division multiple control data is received from a sending set, this will be analyzed in the space division multiple control data analysis circuit 304, and the value of ktx and $k1$ which are contained in data will be acquired (Step S301). [0087]

The reception-control circuit 305 compares the value of ktx and $k1$ with the value of $krxa$ (Step S302). In this example, since the value of ktx and $k1$ is equal, the value of $k1$ is used for comparison.

In Step S302, in being $k1 \leq krxa$, Since reception with the number of antennas and the number of data series which are shown by ktx and $k1$ will be possible, While transmitting Ack to a receiving set (Step S303), in the reception-control circuit 305, the value of ktx and $k1$ is assigned to the number kx of antennas and the number $k1x$ of data series which are used for reception, respectively (Step S304). Since data transmission is started by the number ktx of antennas, and $k1$ data series from a sending set after transmitting Ack, this is receivable (Step S305). [0088]

In Step S302, since reception with the number of antennas and the number of data series which are shown by ktx and $k1$ will be impossible when it is $k1 > krxa$, processing is ended, without transmitting Nack to a receiving set or operating at all. [0089]

Thus, by controlling the receiving operation of a receiving set, it can cooperate with the send action of the above-mentioned sending set, and the communication using the number of antennas and the number of data series maximum in the usable range can be established between a sending set and a receiving set.

[0090]

Although the example which constituted from the above the sending set and receiving set which are used in the radio data transmission system of this embodiment as separate equipment was shown, using as transceiving equipment which unified these is also possible.

[0091]

[A 2nd embodiment]

Drawing 5 is a figure showing roughly the composition of the radio data transmission system concerning a 2nd embodiment of this invention. In drawing 5, the radio data transmission system of this embodiment comprises the transceiving equipment A, the transceiving equipment B, and the transceiving equipment C.

[0092]

The transceiving equipment A and the transceiving equipment B are transceiving equipment of the SDM-OFDM system same with having been shown in a 1st embodiment, and are provided with two antennas and the digital disposal circuit (not shown) of two series, respectively. On the other hand, the transceiving equipment C is transceiving equipment which operates with the radio communications system which uses the conventional 5GHz bandwidths, such as ARIB-STD T-71 and IEEE802.11a, and performs radio using a 5GHz bandwidth altogether.

[0093]

This embodiment explains taking the case of a case where the transceiving equipment C is a thing of ARIB-STD T-71 specification, as shown in drawing 5. As shown in drawing 5, between the transceiving equipment A and the transceiving equipment B, it is possible to also perform radio by T-71 [besides radio by an SDM-OFDM system] system, but. Between the transceiving equipment A or the transceiving equipment B, and the transceiving equipment C, only radio by T-71 system shall be performed.

[0094]

In a radio data transmission system of this embodiment constituted as mentioned above, how to communicate while transceiving equipment of an SDM-OFDM system has conventional transceiving equipment and compatibility of T-71 system which use a 5GHz bandwidth is explained.

[0095]

Here, the case where data communications are performed to the transceiving equipment B from the transceiving equipment A is considered. As shown in drawing 5, as for the transceiving equipment A, the transceiving equipment B can perform data communications using two antenna TRxB_Ant_a and TRxB_Ant_b using two antenna TRxA_Ant_a and TRxA_Ant_b.

[0096]

Drawing 6 is a figure showing roughly the composition of the packet transmitted to the transceiving equipment B from the transceiving equipment A in the radio data transmission system of this embodiment. In drawing 6, the packet by which the packet to which from TRxA_Ant_a is transmitted from antenna TRxA_Ant_a of the transceiving equipment A is transmitted to from TRxA_Ant_b from antenna TRxA_Ant_b is shown.

[0097]

About the field B, C, and SF in each packet shown in drawing 6, it shall be the same as that of the thing of the conventional technology shown by drawing 15, and shall be generated according to ARIB-STD T-71 specification. DF (a) and DF (b) are data fields, and are the same as that of DF shown in drawing 15. In this embodiment, how to assign send data every 2 [1/] to DF (a) and DF (b), respectively, and assign shall be based on arbitrary methods. It adds to the field B, C, and SF, and the preamble D for propagation path estimates for SDM-OFDM and D' are included in the preamble of each packet, respectively.

[0098]

Since the field B, C, and SF is the completely same data in two packets shown in drawing 6, The transceiving equipment A and B does not necessarily need to transmit these data from both antennas, for example, it may be made to transmit only from antenna TRxA_Ant_a about the data of the field B, C, and SF.

[0099]

In the transceiving equipment B which received these packets, it can restore to the data contained in these packets by carrying out signal processing even of the field B, C, and SF in the mode of T-71, and carrying out signal processing of the field after it in the mode of SDM first.

[0100]

Even when the transceiving equipment C receives these packets, up to the field B, C, and SF, signal processing can be performed and it can restore to data.

[0101]

About the data contained in SF of two packets shown in drawing 6, it is the same as that of the thing of the conventional technology shown in drawing 16. That is, SF comprises 24-bit data and the data which the data in which the modulation method (Rate) of DF is shown shows the length of DF by 4 bits is contained by 12 bits.

[0102]

Since 4 bits of data in which the modulation method of DF is shown are assigned, 16 kinds of modulation methods can be specified at the maximum. However, by T-71, only the actual condition and eight kinds of modulation methods are used, and any modulation methods other than these are not specified. 1/2, 2/3, and 3/4 are specifically defined as a modulation method as four kinds, BPSK, QPSK, 16QAM, and 64QAM, and a coding rate of an error correcting code, and the transmission rate of DF is decided by such combination.

[0103]

Since the number of data series used for transmission and reception is 1 in T-71, if the modulation method of the eight above-mentioned kinds of DFs is expressed in the form of a transmission rate (a modulation method, a coding rate, the number of data series), 6Mbps (BPSK, 1/2, 1), 9Mbps (BPSK, 3/4, 1), It is set to 12Mbps (QPSK, 1/2, 1), 18Mbps (QPSK, 3/4, 1), 24Mbps (16QAM, 1/2, 1), 36Mbps (16QAM, 3/4, 1), 48Mbps (64QAM, 2/3, 1), and 54Mbps (64QAM, 3/4, 1).

[0104]

In Rate of above-mentioned SF, 1101, 1111, 0101, 0111, 1001, 1011, 0001, and 0011 are assigned according to the above-mentioned order, respectively as bit data in which the modulation method of these eight kinds of DFs is shown.

[0105]

In this embodiment, further Rate of SF as a modulation method of DF in communication with SDM-OFDM mode, 12Mbps (BPSK, 1/2, 2), 18Mbps (BPSK, 3/4, 2), 24Mbps (QPSK, 1/2, 2), 36Mbps (QPSK, 3/4, 2), Eight kinds of 48Mbps (16QAM, 1/2, 2), 72Mbps (16QAM, 3/4, 2), 96Mbps (64QAM, 2/3, 2), and 108Mbps (64QAM, 3/4, 2) are included. The number of data series used for transmission and reception with SDM-OFDM mode is set to 2.

[0106]

As bit data in which a modulation method of DF used in these SDM-OFDM mode is shown, 1100, 1110, 0100, 0110, 1000, 1010, 0000, and 0010 are assigned according to the above-mentioned order. As compared with assignment of bit data to a modulation method of DF in the T-71 above-mentioned mode, these. Top 3 bits is common, and the things with same modulation method and coding rate are assigned so that 1 bit of low ranks may change with T-71 mode or SDM-OFDM modes. For this reason, the number of data series used for transmission and reception can be judged from 1 bit of low ranks of bit data.

[0107]

Although the number of data series is different when the transmission rate by the modulation method in T-71 mode and each SDM-OFDM mode is compared in the above, there is combination to which a transmission rate becomes the same. For example, they are 12Mbps (QPSK, 1/2, 1), 12Mbps (BPSK, 1/2, 2), etc. Thus, since the propagation environment for which it was suitable with the number of send data series differs even if the transmission rate overlaps in two or more modulation methods, it cannot generally be said that it is useless. However, in order to use effectively the small number of bits assigned in SF, the assignment which produces such duplication cannot be said to be the optimal thing.

[0108]

In order to assign the bit data in which the modulation method of DF in SF is shown efficiently to various modulation methods, If the number of data series uses the modulation method of few directions preferentially when a transmission rate becomes the same between different modulation methods, the transmitting and

receiving processing of data also becomes easy, and is effective also for reduction of the power consumption in transceiving equipment. It is made not to assign this bit data and may be made to assign a modulation method with many data series by a substitute about the modulation method of a direction with many data series among the overlapping modulation methods.

[0109]

In the above, for example, 12Mbps in SDM-OFDM mode (BPSK, 1/2, 2), 18Mbps (BPSK, 3/4, 2), 24Mbps (QPSK, 1/2, 2), To 36Mbps (QPSK, 3/4, 2) and 48Mbps (16QAM, 1/2, 2), bit data in inside of SF are not assigned, It can replace with this and bit data can be assigned to 144Mbps (64QAM, 2/3, 3) with more data series, 162Mbps (64QAM, 3/4, 3), etc.

[0110]

In the transceiving equipment B which, on the other hand, received a packet shown in drawing 6, a bit pattern which shows a modulation method of DF contained in SF is detected. In the above-mentioned example, when 1 bit of low ranks of a bit pattern are 1, it judges that it is T-71 mode, and in being 0, it judges that it is in SDM-OFDM mode. Since the number of data series is two or more, in the case of SDM-OFDM mode, the preamble D for propagation path estimates contained in a packet and D' are acquired, and propagation path estimate for restoring to an input signal with SDM-OFDM mode is carried out to it. It receives as data of a modulation method by a SDM-OFDM mho also about DF.

[0111]

In the transceiving equipment A and B which can perform wireless data transmission with both T-71 mode and SDM-OFDM mode as mentioned above, drawing 7 is a flow chart which shows a flow of operation at the time of receiving wireless data. In drawing 7, about processing from Step S701 to S709, since it is the same as that of the conventional receiving set shown in drawing 17, explanation is omitted here.

[0112]

The transceiving equipment A and B which received a packet shown in drawing 6 in this embodiment, If data which this packet contains a preamble of T-71 system, and is contained in SF in that preamble judges with the right, Bit data in which a modulation method of DF furthermore contained in SF is shown are detected, and it is judged whether it is transmitted in that this packet is transmitted in SDM-OFDM mode, or T-71 mode (Step S711). The judging standard and method are as having described above.

[0113]

The transceiving equipment A and B restores to the data contained in DF with an SDM-OFDM system, when it judges with a receive packet being transmitted in SDM-OFDM mode (Steps S712 and S713). About this recovery processing, it is considered as the same thing as the processing in the above-mentioned sending set and receiving set of a 1st embodiment.

[0114]

By the way, when the packet shown in drawing 6 in the transceiving equipment C shown in drawing 5 is received, the reception only of the packet transmitted in T-71 mode can be carried out. That is, in drawing 7, a series of processings of Steps S701-S705 can be performed. However, when what shows SDM-OFDM as a bit pattern which shows the modulation method of DF in SF is contained, the data besides regulation is contained in SF — since it becomes, it judges that SF has an error in Step S703, and progresses to processing of Step S708.

[0115]

When received radio field intensity is more than [predetermined] threshold value L2 in Step S709 at this time, it can judge that T-71 carrier communication is in use, and the transceiving equipment C cannot perform a send action.

[0116]

In the radio data transmission system of this embodiment. The information for identifying these using the same preamble in T-71 system and an SDM-OFDM system, Since it has composition included in SF as bit data in which the modulation method of DF is shown, even if the transceiving equipment of T-71 system and the transceiving equipment of an SDM-OFDM system are intermingled in a system, wireless data transmission can be performed among these.

[0117]

[A 3rd embodiment]

In the radio data transmission system of a 2nd embodiment, the transceiving equipment C of T-71 system. Since SF in a packet is normally unacquirable even if it receives the packet of an SDM-OFDM system, there is no other way but to measure [a means to judge the operating condition of carrier communication when radio is performed by the SDM-OFDM system]. Thus, when the operating condition of a carrier is judged only based on received radio field intensity, even if an electric wave is under reception in other transceiving equipment, there is a problem that a send action may be performed without the ability to distinguish this.

[0118]

In a radio data transmission system of a 2nd embodiment. As a method of distinguishing a signal by T-71 system, and a signal by an SDM-OFDM system, Bit data in which a modulation method (are they T-71 system or an SDM-OFDM system?) of DF is shown in SF of a transmitting packet are included, and suppose transceiving equipment which received this that it is based on these bit data and a packet by a system of a gap is judged.

[0119]

On the other hand, according to this embodiment, it is characterized by using a reserve bit (Reserve in drawing 16) contained in SF of a packet. Suppose that 0 is specifically assigned to a reserve bit when a packet is what is depended on T-71 system, and it assigns 1 in being what is depended on an SDM-OFDM system. In addition, a radio data transmission system and transceiving equipment of this embodiment shall be constituted like a thing of a 2nd embodiment, and shall operate

similarly.

[0120]

Since it can be recognized as it being a packet of an SDM-OFDM system if it detects by this that Reserve of SF is 1 even if transceiving equipment of T-71 system is a case where a packet of an SDM-OFDM system is received, Even if data besides regulation is contained in SF, it does not judge that it is an error, but time for data length of DF and a waiting state which does not perform transmission and reception can be maintained.

[0121]

By the way, in the radio data transmission system of a 2nd embodiment, it has transmitted including the bit data (Length in drawing 16) in which the data length of DF is shown in SF of a transmitting packet. Since the modulation method of DF cannot be recognized even if the transceiving equipment C of T-71 system is able to acquire Length from SF of the packet of an SDM-OFDM system which received, The time which reception of a data part including the preamble and DF for SDM-OFDM takes can be recognized correctly.

[0122]

Therefore, although the transceiving equipment of T-71 system can recognize that a receive packet is a packet of an SDM-OFDM system by using Reserve of SF as mentioned above, standby time until transmission and reception of the packet concerned are completed cannot be judged. In order to cope with this, with the transceiving equipment of T-71 system, the time which packet sending and receiving takes based on the value of Length acquired from SF of the packet of an SDM-OFDM system is estimated, and it is possible to make this into standby time.

[0123]

Data communications are considered that standby time which the above estimated an SDM-OFDM system from ***** at high speed compared with T-71 system will generally become longer than time which actual transmission and reception usually take. In this case, after actual transmission is completed, in spite of not transmitting an electric wave, there is a period which becomes that transceiving equipment is a receive state with as, electric power will be consumed vainly and also timing of transmission will be overdue.

[0124]

On the other hand, when the estimated above-mentioned standby time becomes shorter than time which actual transmission and reception take, transceiving equipment operates electric wave detection again (Step S1701 of drawing 17), but. Since a preamble of T-71 is undetectable in a reception radio wave, an operating condition of carrier communication is judged based on received radio field intensity, and it will be in a state (Steps S1706-S1707 of drawing 17) of waiting for opening of carrier communication. However, although it turns out that data communications of T-71 system (however, SDM-OFDM modulation is further carried out after a preamble) are performed at this time, As shown in drawing 17, the judging standard

L1 of received radio field intensity at the time of judging that a reception radio wave is not T-71 system will be used.

[0125]

Therefore, in the wireless data transmission system of a 2nd embodiment. Since the above inconvenience arises in the transceiving equipment by T-71 system, there is a problem that data communications are not performed efficiently especially under the situation where the transceiving equipment by T-71 system and the transceiving equipment by an SDM-OFDM system are intermingled.

[0126]

So, in this embodiment, it is further characterized by transmitting to Length in SF including the data length which applied the data length of DF, and the data length of the preamble D for propagation path estimates, and D' about the packet which transmits in SDM-OFDM mode. Here, the data length of the preamble D for propagation path estimates to add and D' shall be the data length according to the time required when the modulation method used for transmission of the packet concerned receives.

[0127]

Thus, by including in SF the data according to the preamble D for propagation path estimates which becomes redundant to the packet of T-71 system among the packet of an SDM-OFDM system, and the actual receiving time of D' which is shown as for data length, and transmitting, Even if the transceiving equipment by T-71 system is a case where the packet of an SDM-OFDM system is received, it becomes possible to recognize the packet length correctly. Therefore, what is necessary is just to change the period equivalent to the packet length concerned into the waiting state.

[0128]

A concrete example is shown below. A case where the number of send data series transmits from an antenna of 2 and both sides and receives 100 bytes of data (a total of 200 bytes) by 16QAM R=3/4 with an SDM-OFDM system is considered (in transmitting and receiving by T-71 system). 16QAM R = 18 bytes of data can be transmitted and received by 1 OFDM symbol three fourths. Let time which transmission and reception of the preamble D for propagation path estimates of SDM-OFDM and D' take be 2 OFDM-symbol time.

[0129]

At this time, set 2 to Rate of SF as a modulation method of DF as 16QAM R=3/4, and the number of send data series, and to Length. Bit data equivalent to 136 bytes which is a value adding 100 bytes which is the data length of DF, and the $2 \times 18 = 36$ byte (2 OFDM-symbol time) which is the data length of the preamble D for propagation path estimates and D' are set up. Reserve (reserve bit) of SF is set as one.

[0130]

In [if it was set up in this way and transmitted and packet reception of the

transceiving equipment of an SDM-OFDM system is carried out] SF in a packet, It detects that Reserve is one, that data length is set as 136 bytes by Length, and that a modulation method is set as 16QAM R=3/4 by Rate. By modulation method 16QAM R=3/4, transceiving equipment can be judged to be 18 bytes by which data length of the preamble D for propagation path estimates and D' is equivalent to a part for 2 OFDM-symbol time, and can be computed as data length of DF is 100 bytes. It judges that data length of SDM-OFDM is total and is 200 bytes since the number of data series is 2 by Rate of SF, and restores to an input signal such.

[0131]

On the other hand, when the transmitting packet of the above [the transceiving equipment of T-71 system] is received, In SF in a packet, it detects that Reserve is one, that data length is set as 136 bytes by Length, and that the modulation method is set as 16QAM R=3/4 by Rate. Since it can recognize that transceiving equipment contains the data which cannot restore to a packet since Reserve is 1, judgment that SF has an error is not made. Since it turns out that data length including a part for the preamble D for propagation path estimates and D' is 136 bytes, transceiving equipment can maintain the period equivalent to this, and the waiting state which does not perform transmission and reception.

[0132]

[A 4th embodiment]

In the radio data transmission system of a 2nd above-mentioned embodiment and a 3rd embodiment, In transmitting and receiving data using two antennas and two data series with an SDM-OFDM system, send data was divided into two in the transmitting side, and it has specified it that each is included in DF (a) and DF (b) of a transmitting packet, and it transmits. These two DFs are the same data length, and they are to become irregular with the same modulation method and to be transmitted.

[0133]

However, it is convenient if two different data in these two data series can also be transmitted. In this case, although data length of DF (a) and DF (b) does not necessarily become equal, in a radio data transmission system of a 2nd embodiment and a 3rd embodiment, it needs to make the same data length of DF (a) and DF (b), and needs to transmit. DF (a) and DF (b) cannot be modulated with a different modulation method, and it cannot transmit, either.

[0134]

A radio data transmission system concerning a 4th embodiment of this invention transmits and receives data by packet composition specified in order to cancel such inconvenience. Except for this packet composition, it is considered as a thing of a 2nd embodiment and a 3rd embodiment, and same thing about composition and operation of transceiving equipment used for a radio data transmission system of this embodiment, and this.

[0135]

Drawing 8 is a figure showing roughly packet composition of data of an SDM-OFDM system transmitted and received in a radio data transmission system of this embodiment. In a packet shown in drawing 8, about the field B, C, and SF, D, and D', since it is the same as that of what is shown in drawing 6, explanation is omitted here.

[0136]

In packet composition in this embodiment, the feature of inserting the signal fields SF (a) and SF (b) is carried out, respectively between the propagation path estimate symbol D of an SDM-OFDM system, and D' and DFs (a) (b). SF (a) and SF (b) contain data in which a modulation method (Rate) and data length (Length) of DF (a) and DF (b) are shown, respectively. This packet includes information which shows whether it is what is depended on an SDM-OFDM system in Reserve of SF like a 2nd embodiment and a 3rd embodiment. Also in Length of SF, it is preferred that the same data as a 2nd embodiment or a 3rd embodiment is included.

[0137]

By this transceiving equipment of an SDM-OFDM system which received these packets, First, if it recognizes that a receive packet contains data of an SDM-OFDM system by Reserve of SF, based on following SF (a) and SF (b), recovery processing of data contained in DF (a) and DF (b) can be performed further. In this way, two packets containing different data are transmitted and received according to a data series different, respectively, in a receiver, recovery processing which became independent to each packet can be performed, and data can be acquired.

[0138]

In this embodiment, since it constitutes like conventional SF shown in drawing 16, a format of SF (a) and SF (b) can be processed as usual in transceiving equipment of this embodiment. For this reason, in using this embodiment, it is not necessary to decide new specification at all.

When transceiving equipment of T-71 system receives a packet of this embodiment, it shall process like a 2nd embodiment and a 3rd embodiment.

[0139]

[A 5th embodiment]

Although a physical operating condition of carrier communication can be checked by measuring a reception radio wave in transceiving equipment in the above 2nd - a 4th embodiment, a logical operating condition of carrier communication cannot be checked by this method. In an SDM-OFDM system, since inside of MAC control information is included in a data field of a packet and data in which a reserved period of a medium which is needed for a series of communications is shown is contained in this MAC control information, this data shows a logical operating condition of carrier communication.

[0140]

However, in the transceiving equipment which performs only radio by T-71 system, since it cannot restore to the data field of the packet by an SDM-OFDM system,

the logical operating condition of carrier communication cannot be checked. However, in order to stabilize the radio data transmission system of this invention more and to operate, also in the transceiving equipment which performs only radio by T-71 system, it is preferred that the logical operating condition of carrier communication is acquirable from this MAC control information.

[0141]

Then, it is characterized by performing **** communication for packets constituted from a wireless data communication system concerning a 5th embodiment of this invention so that the MAC control information included in the packet of an SDM-OFDM system also with the transceiving equipment of T-71 system could be received. Except for this packet composition, it is considered as the 2nd – the thing of a 4th embodiment and the same thing about the composition and operation of the transceiving equipment used for the radio data transmission system of this embodiment, and this.

[0142]

Drawing 9 is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system of this embodiment. In the packet shown in drawing 9, since it is the same as that of the field B, C, and SF, D, D', and the thing shown in drawing 6 and drawing 7 about SF (a) and SF (b), explanation is omitted here.

[0143]

In the packet shown in drawing 9, it uses as a flag which shows whether this packet is an SDM-OFDM system about Reserve (reserve bit) of SF, or it is T-71 system like the above-mentioned 3rd – a 4th embodiment. Length of SF contains the data in which length is shown. DF includes only MAC control information as data. DF (a) and DF (b) contain the transmission data except MAC control information, respectively.

[0144]

The transceiving equipment of the SDM-OFDM system which received the packet of such composition, While restoring to B in a packet, C, SF, and DF by T-71 system, based on the value of Reserve in SF, it restores to D, D', SF (a), SF (b), DF (a), and DF (b) with an SDM-OFDM system.

[0145]

The transceiving equipment of T-71 system which received the above-mentioned packet restores to B in a packet, C, SF, and DF by T-71 system. Although transmission data is not contained in DF, since MAC control information is included, thereby, transceiving equipment becomes possible [recognizing the logical thing operating condition of carrier communication].

[0146]

[A 6th embodiment]

The radio data transmission system concerning a 6th embodiment of this invention is characterized by the number of send data series being identifiable with the preamble pattern in a packet. Except for this packet composition, it is considered as

the thing of each of above-mentioned embodiments, and the same thing about the composition and operation of the transceiving equipment used for the radio data transmission system of this embodiment, and this.

[0147]

Drawing 10 is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system of this embodiment. The packet shown in the upper row of drawing 10 is a packet transmitted when the number of send data series is 1, and the packet shown in the lower berth is a packet transmitted when the number of send data series is 2.

Among these packets, since it is the same as that of C, SF, DF, D, D', and the thing shown in drawing 6 and drawing 7 about DF (a) and DF (b), explanation is omitted here.

[0148]

A packet shown in the upper row of drawing 10 is the same composition as a packet by T-71 conventional system, and is ability ready for receiving also in which transceiving equipment of T-71 system and an SDM-OFDM system. As the whole, a cycle is TB and the preamble B of this packet is generated by repeating the signal b of an equal pattern of periodic Tb 10 times.

[0149]

On the other hand, in a packet shown in the lower berth of drawing 10, the preamble B is twice the length of a packet shown in the upper row, namely, it is generated by repeating the signal b of an equal pattern of periodic Tb 20 times. Here, although the length of the preamble B of a packet shown in the lower berth is made into what [twice] is shown in the upper row, this is only an example of 1 composition of a packet, and the length of the preamble B can be set as any value in this embodiment.

[0150]

The transceiving equipment of T-71 system and an SDM-OFDM system, If the signal having contained each of above-mentioned packets is received, the signal with which only period Tb delayed the input signal is generated, correlation with this signal delay and input signal is taken, and detection of the existence of a signal and detection of receiving timing are performed from the pattern of this correlation. Here, the correlation between two signals means the similarity of the complex signal which the above-mentioned signal delay and each input signal contain. Complex multiplication of the amplitude of the complex signal which both signals contain is specifically carried out, and the value with which it integrated between period Tb is made into the correlation value.

[0151]

Drawing 11 is a figure showing the output wave of the correlation value which is computed as mentioned above and outputted from the preamble signal of each packet shown in drawing 10. The upper row of drawing 11 is a waveform outputted as a correlation value of the packet shown in the upper row of drawing 10. Since the preamble B of this packet repeats the signal b of periodic Tb 10 times and is

generated, if correlation with that signal delay is taken, a correlation value will become large between period $9 \times T_b$ mostly. The lower berth of drawing 11 is a waveform outputted as a correlation value of the packet shown in the lower berth of drawing 10, and it becomes mostly in between like the above period $19 \times T_b$ [the correlation value with the signal delay] greatly.

In the wave form chart shown in drawing 11, since it has ignored about various kinds of noise components, it is a linear waveform. Correlation will be strong, so that time is taken along a horizontal axis, both the figures of the upper row and the lower berth have taken the correlation value along the vertical axis and the value of a correlation value is large.

[0152]

As shown in drawing 11, in the transceiving equipment of T-71 system and an SDM-OFDM system, the fixed threshold value is set up to the correlation value detected from an input signal. Transceiving equipment can detect the period T_{cor} when the correlation value of the received preamble signal exceeds this threshold value, and can identify the kind of input signal now based on this.

[0153]

For example, the transceiving equipment B shown in drawing 5 in order to receive the packet by the both sides of T-71 system and an SDM-OFDM system in the receiving set B. It constitutes so that it may operate as transceiving equipment of T-71 system, in the period T_{cor} when the correlation value of the received preamble signal exceeds a predetermined threshold value is computed, operating as transceiving equipment of an SDM-OFDM system in being $T_{cor} > 15 \times T_b$, and being $T_{cor} \leq 15 \times T_b$. It judges appropriately whether it is that by which a receive packet twists transceiving equipment to T-71 system by this, or it is what is depended on an SDM-OFDM system, and it becomes possible to operate as transceiving equipment by the system of the applicable one. Here, although it is making into the boundary condition whether for T_{cor} to exceed $15 \times T_b$ as a standard which judges the communication method of a receive packet, any value can be set up with the threshold value over a correlation value.

[0154]

On the other hand, since the transceiving equipment C shown in drawing 5 is conventional transceiving equipment only for T-71 system, it does not have the function to judge the communication method of the above receive packets, but the packet of T-71 system as shown in the upper row of drawing 10 is received, and, naturally it can get over. When the transceiving equipment C receives the packet of the SDM-OFDM system shown in the lower berth of drawing 10, Although restoring to transmission data is unreceivable, since the preamble pattern of a packet is common to T-71 system, Even if it is possible to detect a reception radio wave and the packet of the above SDM-OFDM systems is transmitted and received in the radio data transmission system as shown in drawing 5, it does not have an adverse effect to a system.

[0155]

As described above, by a number of a transmission antenna used in an SDM-OFDM system. By changing a preamble pattern of a transmitting packet, it becomes possible to develop a system of an SDM-OFDM system on a radio data transmission system of T-71 system by which actual condition employment is carried out.

[0156]

[A 7th embodiment]

A radio data transmission system concerning a 7th embodiment of this invention is characterized by constituting so that a communication method of a receive packet can be identified by a preamble for SDM-OFDM propagation path estimates in a packet in equipment of a receiver.

[0157]

Drawing 12 is a figure showing roughly an example of composition of a packet of an SDM-OFDM system used in a radio data transmission system of this embodiment. In a packet shown in drawing 12, B, C, and SF shall be constituted like a packet by T-71 conventional system. Therefore, composition which includes data for identifying a communication method of a packet in Rate and Reserve of SF like each above-mentioned embodiment, or shows a communication method with data length of B is not taken.

[0158]

In drawing 12, the preamble D for SDM-OFDM propagation path estimates and D' contain data called D1, D2 and D1, and -D2, respectively. D1 is data contained in common with a head of D and D', and a receiving set becomes possible [identifying] about data of an SDM-OFDM system following below with this data. For example, what is necessary is just to constitute in a receiving set, so that it may have correlator which computes a correlation value, when the same waveform as D1 is received.

[0159]

It operates correlator and detects whether a signal following SF has waveform D1 and correlation while restoring to B, C, and SF with T-71 system, if a receiving set of an SDM-OFDM system is received [a packet shown in drawing 12]. When correlation is detected (a correlation value computed by correlator exceeds a predetermined threshold value), it judges that data following below is data of an SDM-OFDM system, and restores to DF (a) or DF (b) using a propagation way procession presumed by D1 and D2 (- D2).

[0160]

It becomes possible to generate, transmit and receive a packet of an SDM-OFDM system, without adding change to data of SF already defined by T-71 according to packet composition shown in drawing 12, and composition of the above receiving sets.

[0161]

In a radio data transmission system of this embodiment. Since a waveform of an

OFDM symbol of the beginning of DF following SF is in agreement with D1 by chance or has high correlation even if it is a case where a packet of T-71 system is received, It may happen to judge this packet to be a packet of an SDM-OFDM system accidentally in a receiving set. What is necessary is just to insert Null (non-signal state), for example between SF, and the preamble D for propagation path estimates of an SDM-OFDM signal or D', in order to avoid such a detection error. About composition and operation of transceiving equipment used for a radio data transmission system of this embodiment, and this except for component part explained in the above, it is the same as that of a thing of conventional technology. [0162]

As mentioned above, although the concrete embodiment was shown and described about the radio data transmission system and wireless data transceiving equipment of this invention, this invention is not limited to these. If it is a person skilled in the art, it is possible to add various change and improvement to the composition and the function of invention which are applied within limits which do not deviate from the summary of this invention at each above-mentioned embodiment or other embodiments. [0163]

Especially, by each above-mentioned embodiment, in order to simplify explanation, only two antennas and the system using the two numbers of data series are shown, but this invention is not necessarily limited to this and can establish the space-division multiplexing system by arbitrary space multiplexed numbers. [0164]

Although ARIB-STD T-71 is illustrated in each above-mentioned embodiment as a conventional communication method used in accordance with an SDM-OFDM system, this invention is not necessarily limited to this and can be applied to IEEE802.11a etc., for example. [0165]

[Effect of the Invention]

As mentioned above, as explained, according to the radio data transmission system and wireless data transceiving equipment of this invention. A radio data transmission system and wireless data transceiving equipment to which two or more antennas are used and transmission and reception by two or more data series are made with an SDM-OFDM system in the same frequency band are provided. [0166]

In using such an SDM-OFDM system by a 5GHz bandwidth, a radio data transmission system and wireless data transceiving equipment provided with compatibility with radio communications systems, such as conventional ARIB-STD T-71 and IEEE802.11a, are provided. In the radio data transmission system of this invention, even if the transceiving equipment of an SDM-OFDM system and the transmission and reception system by the conventional system are intermingled, Since it can constitute so that the transceiving equipment of another side may not

start transmission while one transceiving equipment communicates, it becomes possible to provide the stable communications system.

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1]It is a block diagram showing roughly the composition of the sending set used in the radio data transmission system concerning a 1st embodiment of this invention.

[Drawing 2]It is a flow chart which shows the flow of the send action of the space division multiple control data in the sending set shown in drawing 1.

[Drawing 3]It is a block diagram showing roughly the composition of the receiving set used in the radio data transmission system concerning a 1st embodiment of this invention.

[Drawing 4]It is a flow chart which shows the flow of the receiving operation of the space division multiple control data in the receiving set shown in drawing 3.

[Drawing 5]It is a figure showing roughly the composition of the radio data transmission system concerning a 2nd embodiment of this invention.

[Drawing 6]It is a figure showing roughly the composition of the packet transmitted and received in the radio data transmission system shown in drawing 5.

[Drawing 7]It is a flow chart which shows the flow of the processing at the time of performing receiving operation in the transceiving equipment A and B shown in drawing 5.

[Drawing 8]It is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system concerning a 4th embodiment of this invention.

[Drawing 9]It is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system concerning a 5th embodiment of this invention.

[Drawing 10]It is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system concerning a 6th embodiment of this invention.

[Drawing 11]It is a figure showing the output wave of the correlation value of the signal concerned computed from the preamble signal of each packet shown in drawing 10.

[Drawing 12]It is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system concerning a 7th embodiment of this invention.

[Drawing 13]It is a figure showing roughly the example of 1 composition of the radio communications system using SDM in conventional technology.

[Drawing 14]It is a figure showing the example of the packet format of the preamble for propagation way measurement transmitted from antenna TxAnt_A and TxAnt_B of a sending set which are shown in drawing 13.

[Drawing 15]It is a figure showing roughly the composition of the communication packet used in the OFDM wireless communication system using a 5GHz bandwidth.

[Drawing 16]It is a figure showing the composition of the data contained in the signal field (SF) of the communication packet shown in drawing 15.

[Drawing 17]In the receiving set by ARIB-STD T-71 specification, it is a flow chart which shows the flow of the processing which receives a radio transmitted wave, and to which it restores.

[Explanations of letters or numerals]

101 Send data generation part

102 Space division multiple control data generating section

103 Transmission-control circuit

104A, a 104B OFDM signal generating part

105A, a 105B RF section

106A and 106B Antenna

301A and 301B Antenna

302A, a 302B RF section

303A, a 303B OFDM signal receive circuit

304 Space division multiple control data analysis circuit

305 Reception-control circuit

306 SDM treating part

307 Received-data treating part

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.**** shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1]It is a block diagram showing roughly the composition of the sending set used in the radio data transmission system concerning a 1st embodiment of this invention.

[Drawing 2]It is a flow chart which shows the flow of the send action of the space division multiple control data in the sending set shown in drawing 1.

[Drawing 3]It is a block diagram showing roughly the composition of the receiving set used in the radio data transmission system concerning a 1st embodiment of this invention.

[Drawing 4]It is a flow chart which shows the flow of the receiving operation of the space division multiple control data in the receiving set shown in drawing 3.

[Drawing 5]It is a figure showing roughly the composition of the radio data transmission system concerning a 2nd embodiment of this invention.

[Drawing 6]It is a figure showing roughly the composition of the packet transmitted and received in the radio data transmission system shown in drawing 5.

[Drawing 7]It is a flow chart which shows the flow of the processing at the time of performing receiving operation in the transceiving equipment A and B shown in drawing 5.

[Drawing 8]It is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system concerning a 4th embodiment of this invention.

[Drawing 9]It is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system concerning a 5th embodiment of this invention.

[Drawing 10]It is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system concerning a 6th embodiment of this invention.

[Drawing 11]It is a figure showing the output wave of the correlation value of the signal concerned computed from the preamble signal of each packet shown in drawing 10.

[Drawing 12]It is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system concerning a 7th embodiment of this invention.

[Drawing 13]It is a figure showing roughly the example of 1 composition of the radio communications system using SDM in conventional technology.

[Drawing 14]It is a figure showing the example of the packet format of the preamble for propagation way measurement transmitted from antenna TxAnt_A and TxAnt_B of a sending set which are shown in drawing 13.

[Drawing 15]It is a figure showing roughly the composition of the communication packet used in the OFDM wireless communication system using a 5GHz bandwidth.

[Drawing 16]It is a figure showing the composition of the data contained in the signal field (SF) of the communication packet shown in drawing 15.

[Drawing 17]In the receiving set by ARIB-STD T-71 specification, it is a flow chart which shows the flow of the processing which receives a radio transmitted wave, and to which it restores.

[Explanations of letters or numerals]

101 Send data generation part

102 Space division multiple control data generating section

103 Transmission-control circuit
 104A, a 104B OFDM signal generating part
 105A, a 105B RF section
 106A and 106B Antenna
 301A and 301B Antenna
 302A, a 302B RF section
 303A, a 303B OFDM signal receive circuit
 304 Space division multiple control data analysis circuit
 305 Reception-control circuit
 306 SDM treating part
 307 Received-data treating part

[Translation done.]

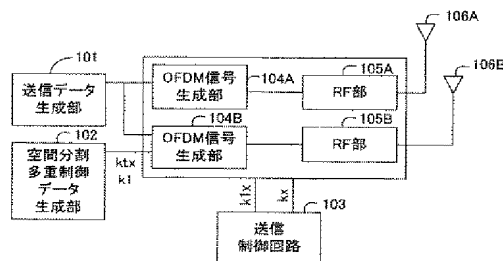
* NOTICES *

JPO and INPIT are not responsible for any
 damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

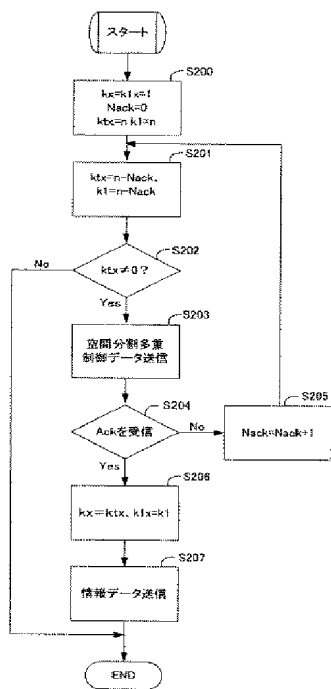
DRAWINGS

[Drawing 1]



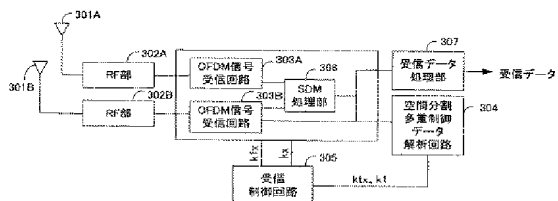
送信装置の簡易ブロック図

[Drawing 2]



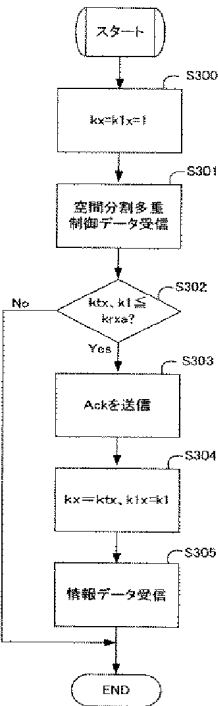
送信機の処理フロー

[Drawing 3]



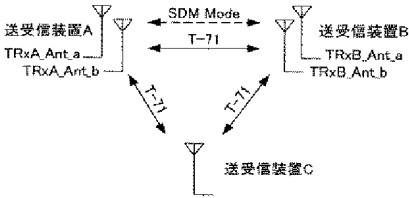
受信装置の構成ブロック図

[Drawing 4]



受信機の処理フロー

[Drawing 5]



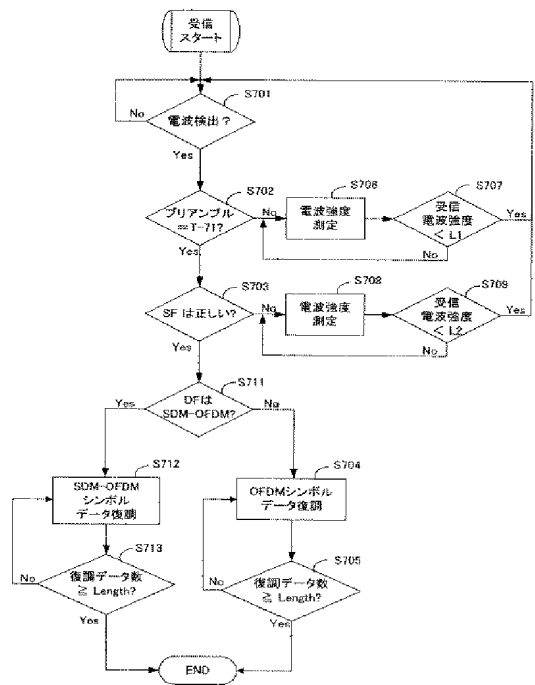
実施例2における端末の構成図

[Drawing 6]



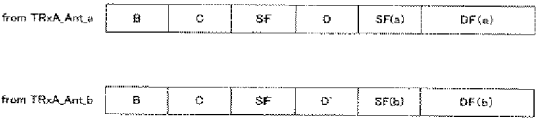
実施例2, 3におけるパケット構成の1例

[Drawing 7]



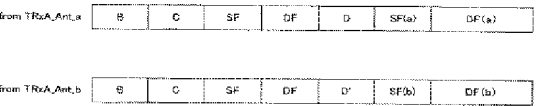
実施例 2、3 における受信装置の処理フロー

[Drawing 8]



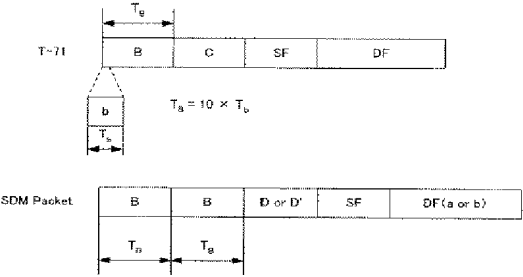
実施例 4 におけるパケット構成の 1 例

[Drawing 9]



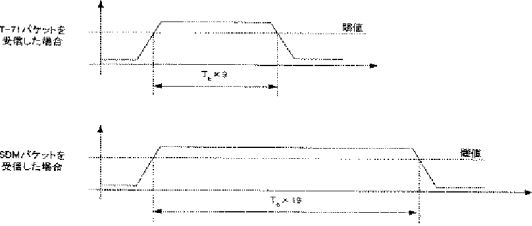
実施例 5 におけるパケット構成の 1 例

[Drawing 10]



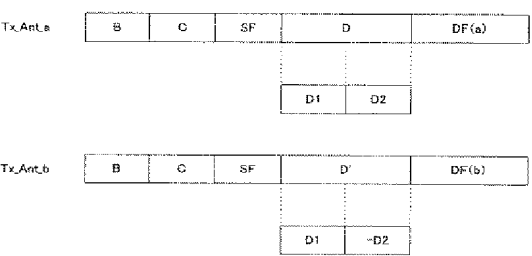
ARIB-STD T71 仕様のプリアンプルと実施例6におけるパケット構成の1例

[Drawing 11]



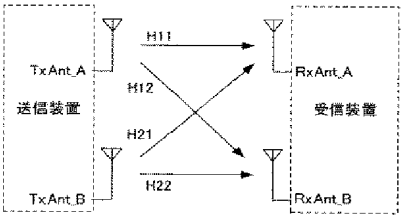
実施例6におけるプリアンプルを受信した時の相関値の出力波形イメージ

[Drawing 12]



実施例7におけるパケット構成の1例

[Drawing 13]



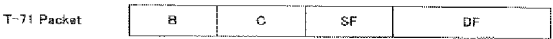
従来例におけるシステム概念図

[Drawing 14]



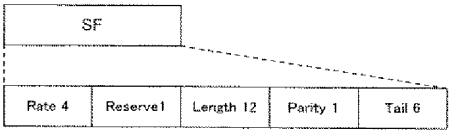
従来例におけるパケットフォーマット

[Drawing 15]



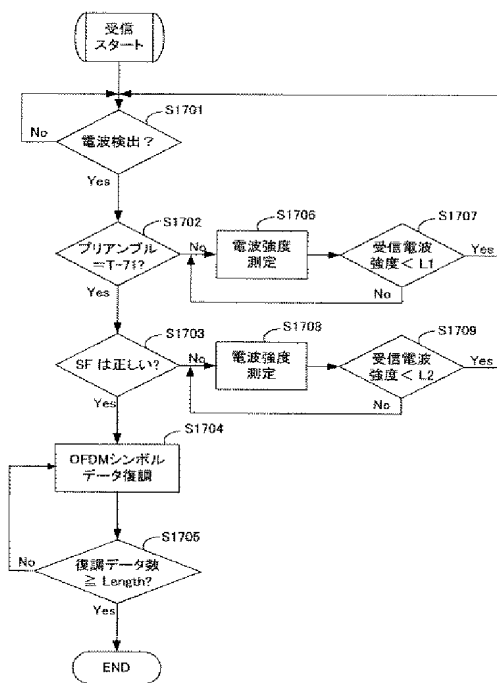
ARIB-STD T-71 仕様のパケット構成

[Drawing 16]



ARIB-STD T-71 仕様のパケットにおけるシグナルフィールドの詳細

[Drawing 17]



ARIB STD T-71 仕様における一般的な受信装置の処理フロー

[Translation done.]

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-297172

(P2004-297172A)

(43) 公開日 平成16年10月21日(2004. 10. 21)

(51) Int. Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
H 0 4 J 15/00	H 0 4 J 15/00	5 K O 2 2
H 0 4 B 7/26	H 0 4 B 7/26 C	5 K O 6 7

審査請求 未請求 請求項の数 15 O L (全 28 頁)

(21) 出願番号	特願2003-83429 (P2003-83429)	(71) 出願人	000005049
(22) 出願日	平成15年3月25日 (2003. 3. 25)		シャープ株式会社
		(74) 代理人	100091096
			弁理士 平木 祐輔
		(72) 発明者	浜口 泰弘
			大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号
			シャープ株式会社内
		(72) 発明者	今村 公彦
			大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号
			シャープ株式会社内
		(72) 発明者	中嶋 大一郎
			大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号
			シャープ株式会社内

最終頁に続く

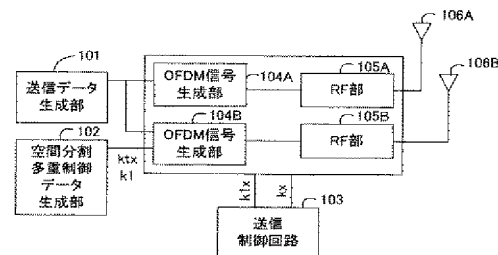
(54) 【発明の名称】 無線データ伝送システム及び無線データ送受信装置

(57) 【要約】

【課題】 S D Mを利用した無線データ伝送システムであって、従来の無線通信システムとのコンパチビリティを備えた無線データ伝送システム及び無線データ送受信装置を提供する。

【解決手段】 送信装置及び受信装置を含む無線データ伝送システムにおいて、送信装置は、受信装置に対してデータ送信を開始するときに、送信に使用可能なアンテナの最大数と使用可能なデータ系列の最大数を前記空間分割多重制御データに含めて送信し、前記受信装置から、前記送信アンテナ数及びデータ系列数により受信が可能でないとの判別結果を受信した場合には、前記送信アンテナ数及びデータ系列数のそれぞれを減じたものを前記空間分割多重制御データに含めて送信することとを特徴とする無線データ伝送システム。

【選択図】 図1



送信装置の簡易ブロック図

【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

2 以上のアンテナを備え、1 系列以上のデータを同一の周波数チャンネルを用いて空間分割多重して無線送信する送信装置であって、
前記 2 以上のアンテナのうち送信に用いるアンテナ数と送信するデータの系列数とを含む空間分割多重制御データを生成し、該空間分割多重制御データを少なくとも 1 系列のデータに含めて送信する手段を備えた送信装置。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の送信装置から無線送信されたデータを受信可能な受信装置であって、
受信したデータに含まれる前記空間分割多重制御データから、前記送信装置が送信に用い
るアンテナ数及び送信するデータの系列数を取得し、該送信アンテナ数及びデータ系列数
によりデータを受信可能かどうか判別し、判別結果を前記送信装置に送信する手段を備え
た受信装置。 10

【請求項 3】

請求項 1 に記載の送信装置と、請求項 2 に記載の受信装置とを、それぞれ 1 以上含んで構成される無線データ伝送システム。

【請求項 4】

請求項 3 に記載の無線データ伝送システムにおいて、
前記送信装置は、受信装置に対してデータ送信を開始するときに、送信に使用可能なアン
テナの最大数と使用可能なデータ系列の最大数を前記空間分割多重制御データに含めて送
信し、前記受信装置から、前記送信アンテナ数及びデータ系列数により受信が可能でない
との判別結果を受信した場合には、前記送信アンテナ数及びデータ系列数のそれぞれを減
じたものを前記空間分割多重制御データに含めて送信することを特徴とする無線データ伝
送システム。 20

【請求項 5】

前記送信装置は、送信データを OFDM 方式で変調して送信する手段を備えており、
前記受信装置は、受信データを OFDM 方式で復調する手段を備えていることを特徴とす
る請求項 3 に記載の無線データ伝送システム。

【請求項 6】

請求項 1 に記載の送信装置と、請求項 2 に記載の受信装置とを備え、無線データの送信及
び受信が可能であることを特徴とする無線データ送受信装置。 30

【請求項 7】

請求項 3 に記載の無線データ伝送システムにおいて、
前記送信装置及び受信装置は、前記空間分割多重した送信データに、A R I B S T D -
T 7 1 方式のプリアンプルを付加したデータパケットとして送信することを特徴とする無
線データ伝送システム。

【請求項 8】

請求項 3 に記載の無線データ伝送システムにおいて、
前記送信装置及び受信装置は、前記空間分割多重した送信データに、I E E E 8 0 2 . 1
1 a 方式のプリアンプルを付加したデータパケットとして送信することを特徴とする無線
データ伝送システム。 40

【請求項 9】

前記送信装置は、前記データパケットのプリアンプルに含まれるシグナルフィールドに、
前記空間分割多重した送信データの変調方式を示すデータを含んで送信し、
前記受信装置は、前記シグナルフィールドに示された変調方式により受信データを復調す
ることを特徴とする請求項 7 又は 8 に記載の無線データ伝送システム。

【請求項 10】

前記送信装置は、さらに、前記データパケットのプリアンプルに含まれるシグナルフィー
ルドに、送信データが空間分割多重方式によるデータであるかどうかを示すデータを含ん
で送信することを特徴とする請求項 9 に記載の無線データ伝送システム。 50

【請求項 1 1】

前記送信装置は、さらに、前記データパケットのプリアンブルに含まれるシグナルフィールドに、送信データのデータ長を示すデータを含んで送信することを特徴とする請求項 9 に記載の無線データ伝送システム。

【請求項 1 2】

前記送信装置は、さらに、前記送信データの変調方式及びデータ長を示すデータを含んだシグナルフィールドを、前記送信データの先頭に付加して送信することを特徴とする請求項 9 から 1 1 のいずれか 1 項に記載の無線データ伝送システム。

【請求項 1 3】

前記送信装置は、さらに、送信データの MAC 制御情報を、前記 A R I B S T D - T 7 1 方式又は I E E E 8 0 2 . 1 1 a 方式のデータパケットのデータフィールドに含めて送信することを特徴とする請求項 1 2 に記載の無線データ伝送システム。

【請求項 1 4】

前記送信装置は、前記データパケットに含まれるプリアンブルの一部分のデータ長を、送信データの変調方式により変化させて送信し、
前記受信装置は、前記プリアンブルの一部分のデータ長により、受信データの変調方式を識別し、該変調方式により受信データを復調することを特徴とする請求項 7 又は 8 に記載の無線データ伝送システム。

【請求項 1 5】

前記送信装置は、前記データパケット中の送信データの先頭に付加される伝播路推定用プリアンブルに、該送信データの変調方式を示すデータを含めて送信し、
前記受信装置は、前記伝播路推定用プリアンブルにより示された変調方式により受信データを復調することを特徴とする請求項 7 又は 8 に記載の無線データ伝送システム。

【発明の詳細な説明】**【0 0 0 1】****【発明の属する技術分野】**

本発明は、5 G H z 帯を使用した無線データ伝送システム及び無線データ送受信装置に関し、特に、伝送データを分割多重してデータ伝送を高速化した無線データ伝送システム、並びにこれを実現するための無線データ送信装置及び受信装置に関するものである。

【0 0 0 2】**【従来の技術】**

近年、5 G H z 帯を使用した免許不要の小電力無線通信システムが複数提案され、規格化されている。例えば、A R I B (電波産業会) の H i S W A N (H i g h S p e e d W i r e l e s s A c c e s s S y s t e m) 規格では、5 G H z 帯において主に屋内向けの無線通信システムを提供する。

【0 0 0 3】

また、I E E E (米国電気電子学会) による無線 L A N 規格の一つである I E E E 8 0 2 . 1 1 a では、5 . 2 G H z 周辺の周波数帯域を使用し、変調方式には O F D M 方式、M A C 層には C S M A / C A (C a r r i e r S e n s e M u l t i p l e A c c e s s w i t h C o l l i s i o n A v o i d a n c e) 方式を採用しており、伝送速度は 3 6 ~ 5 4 M b p s の高速無線通信が可能な無線通信システムを提供している。

【0 0 0 4】

しかしながら、このような小電力無線通信システムに許可されている 5 . 1 5 G H z ~ 5 . 2 5 G H z 帯には、周波数帯域 2 0 M H z (占有信号周波数帯域は 1 8 M H z) のチャンネルが 4 つしかなく、無線通信システムとしてのスループットを向上させることは難しいと言われている。

【0 0 0 5】

このような状況下、伝送速度を向上させる技術として、S D M (S p a c e D i v i s i o n M u l t i p l e x i n g : 空間分割多重) という技術が提案されている。S D M を利用した無線通信システムでは、送信装置は複数のアンテナを用いて異なるデータを

同時に同一の周波数帯で送信し、受信装置はこれらの多重された信号を受信し分離することを特徴とする。

【0006】

このようなSDMを利用した無線通信システムの一例について簡単に説明する。本例では、送信装置及び受信装置ともに2つのアンテナを備えており、送受信されるデータ系列も2つであるものとする。また、データの変調方式はどのようなものでも可能であるが、ここでは5GHz帯で仕様化が決められているOFDM変調方式を利用するものとする。

【0007】

図13は、本例における無線通信システムの構成を概略的に示す図である。図13において、本無線通信システムの送信装置は2本のアンテナTxAnt__A及びTxAnt__Bを備えており、受信装置もまた2本のアンテナRxAnt__A及びRxAnt__Bを備えている。 10

【0008】

送信装置から受信装置にデータを伝送する際には、送信装置は2つに分割したデータTx(A)及びTx(B)のそれぞれを、アンテナTxAnt__A及びTxAnt__Bから同時に同一の周波数帯で送信する。

【0009】

アンテナTxAnt__Aから送信されたデータTx(A)は、伝播路H11及びH12を通り、それぞれ受信装置のアンテナRxAnt__A及びRxAnt__Bで受信される。同様に、アンテナTxAnt__Bから送信されたデータTx(B)は、伝播路H21及びH22を通り、それぞれ受信装置のアンテナRxAnt__A及びRxAnt__Bで受信される。 20

【0010】

受信装置のアンテナRxAnt__Aでは、伝播路H11及びH21からの受信データを、合成された受信データRx(A)として受信する。同様に、アンテナRxAnt__Bでは、伝播路H12及びH22からの受信データを、合成された受信データRx(B)として受信する。

【0011】

ここで、受信装置の各アンテナにおける受信データRx(A)及びRx(B)を、伝播路H11、H12、H21及びH22と、送信装置の各アンテナにおける送信データTx(A)及びTx(B)とを用いて、以下の行列式(1)により表わすことができる。 30

【0012】

【数1】

$$\begin{bmatrix} Rx(A) \\ Rx(B) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H11 & H21 \\ H12 & H22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Tx(A) \\ Tx(B) \end{bmatrix} \dots (1)$$

【0013】

受信装置において、伝播路H11～H22が予め分かっている場合には、受信データRx(A)及びRx(B)から送信データTx(A)及びTx(B)が求められる。H11～H22で示される行列式をH(以下、「伝播路行列」と呼ぶ)とし、その逆行列を H^{-1} とすると、送信データTx(A)及びTx(B)は、以下の行列式(2)により表わすことができる。 40

【0014】

【数2】

$$\begin{bmatrix} Tx(A) \\ Tx(B) \end{bmatrix} = H^{-1} \begin{bmatrix} Rx(A) \\ Rx(B) \end{bmatrix} \dots (2)$$

【0015】

伝播路行列 H は通信環境によって変化するので、データ伝送を行うに先立ち、送信装置から既知のデータを受信装置に伝送することにより伝播路行列 H を求めるようにするのが一般的である。この既知のデータを伝播路測定用プリアンブルという。

【0016】

例えば、伝播路測定用プリアンブルとして、送信装置のアンテナ $TxAnt_A$ から a 、 a というデータを、アンテナ $TxAnt_B$ から a 、 $-a$ というデータを、バーストの先頭に含めて送信した場合を考える。図14は、この伝播路測定用プリアンブルの送信時のパケットフォーマットの例を示す図である。送信装置の各アンテナから送信された伝播路測定用プリアンブルは、伝播路 H を通って重畳され、受信装置の各アンテナ $RxAnt_A$ 及び $RxAnt_B$ により受信される。

10

【0017】

このとき、受信装置のアンテナ $RxAnt_A$ で受信されたデータを $r1$ 、 $r2$ とし、アンテナ $RxAnt_B$ で受信されたデータを $r3$ 、 $r4$ とすると、次の行列式が成立する。

【0018】

【数3】

$$\begin{bmatrix} r1 & r2 \\ r3 & r4 \end{bmatrix} = H \begin{bmatrix} a & a \\ a & -a \end{bmatrix} \dots (3)$$

20

【0019】

上式において、 $r1 \sim r4$ は受信装置における受信データであり、 a 及び $-a$ は予め既知のパイロット信号であるので、(3)式を変形して、伝播路行列 H は次の式で表されることになる。

【0020】

【数4】

$$H = \frac{-1}{2a^2} \begin{bmatrix} -a & -a \\ -a & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r1 & r2 \\ r3 & r4 \end{bmatrix} \dots (4)$$

30

【0021】

但し、本例における無線通信システムでは、OFDM変調方式を採用しているため、OFDMの各サブキャリアについて(4)式で示す伝播路行列 H を求められなければならない。

【0022】

次に、既に仕様が確定している5GHz帯を利用したOFDM無線通信方式について簡単に説明する。この方式は、ARIB-STDT-71に規定されているCSMA/CA方式であり、使用する周波数帯域を含めた各国での法規制を除いては、IEEE802.11aと同じ仕様となっている。

【0023】

図15は、このOFDM無線通信方式において使用する通信パケットの構成を概略的に示す図である。図15において、通信パケットは、プリアンブル信号を含んだB領域及びC領域と、SFで示されるシグナルフィールドと、DFで示されるデータフィールドとから構成されている。

40

【0024】

プリアンブル信号は送信装置及び受信装置間で既知のデータであるが、B領域及びC領域に含まれるプリアンブル信号を受信装置においてどのように使用するかについては、仕様書では特に規定されていない。通常、B領域は $0.8 \mu s$ のデータの繰り返し ($0.8 \mu s \times 10$ 個) になっており、AGC制御、粗い周波数オフセット推定、シンボル同期等のデータ伝送に使用される。また、C領域は伝播路推定、細かい周波数オフセット推定等の

50

データ伝送に使用される。

【0025】

図16は、シグナルフィールド(SF)に含まれるデータの構成を示す図である。SFは24ビットのデータで構成されており、以下に続くデータフィールド(DF)の変調レートが4ビット分、データフィールドの長さ(バイト長)が12ビット分、リザーブが1ビット分、シグナルフィールド(SF)用のパリティビットが1ビット分、シグナルフィールド(SF)用の誤り訂正テールビットが6ビット分含まれている。

【0026】

図17は、ARIB-STD T-71仕様(以下、単に「T-71」と略記する)による受信装置において、上記の無線伝送波を受信し復調する処理の流れを示すフローチャートである。 10

受信装置は電波を検出すると(ステップS1701)、プリアンプルを取得し、その電波がT-71フォーマットの電波か否かを判定する(ステップS1702)。受信電波がT-71の電波である場合には、シグナルフィールド(SF)を復調し、パリティビット等に基づいてシグナルフィールド(SF)が正しいかどうかを判定する(ステップS1703)。

【0027】

シグナルフィールド(SF)が正しい場合には、さらに、そこに含まれているデータフィールド(DF)の変調レートに基づいて後続のデータフィールド(DF)を復調する(ステップS1704)。受信装置は、シグナルフィールド(SF)に含まれるデータフィールド(DF)のデータ長(Length)に達するまで、受信したOFDMシンボルデータの復調を継続する(ステップS1705)。 20

【0028】

一方で、上記ステップS1702において、受信した電波がT-71フォーマットの電波ではないと判定した場合には、受信電波の電波強度を測定し(ステップS1706)、この電波強度と予め設定された閾値L1との大小を比較する(ステップS1707)。受信電波強度が閾値L1以上である場合には、伝送キャリアが使用中であると判断して、受信電波強度が閾値L1より小さくなるまで待機する。

【0029】

また、上記ステップS1703において、T-71フォーマットの電波を受信したが、そのシグナルフィールド(SF)に誤りがあると判定した場合には、受信電波の強度を測定し(ステップS1708)、この電波強度と予め設定された閾値L2との大小を比較する(ステップS1709)。受信電波強度が閾値L2以上である場合には、伝送キャリアが使用中であると判断して、受信電波強度が閾値L2より小さくなるまで待機する。 30

【0030】

上記ステップS1707及びS1709において、受信電波強度が閾値L1又はL2より小さくなるまで他の処理を行わないようにしているのは、受信装置が伝送キャリア使用中に送信動作をおこさないよう保護するためである。T-71ではCSMA/CA方式をとっているため、無線伝送データ同士の衝突を回避する必要があるからである。また、受信装置では、ステップS1701～S1709の処理を行っている間は、送信動作を行うことができないようになっているものとする。 40

【0031】

また、予め設定された閾値L1及びL2は異なる値であり、 $L1 > L2$ となるよう設定しているものとする。同じ通信システムの電波に対してより安全性を高めるために、L2の値はL1より低いものとしている。

【0032】

尚、ARIB-STD T-71、IEEE 802.11aに用いられるMAC層の仕様は、IEEE 802.11に記載されている。上記したように、T-71により送信を行うためには伝送キャリアが使用されていないと判断しなければならないが、このような物理的なキャリアの使用状況判断の他に、論理的にも使用されていないことを確認する必要 50

がある。IEEE 802.11では、各パケットのヘッダにそのパケット通信における一連の動作に必要な時間と示されている。したがって、T-71により送信を行おうとする装置は、その論理的な予約状況も確認して、送信を行う必要がある。

【特許文献1】

特開2002-374224号公報

【0033】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、上述したようにSDM方式を使用すると、同じ周波数帯でアンテナの本数に応じて送受信するデータ系列の数を増やすことが可能となるので、SDM方式を用いないシステムに比べて高速大容量の通信を行うことができる。また、無線通信システムの通信容量に応じて、使用するアンテナ数と送受信データ系列の数を調整することにより、電波資源を効率的に使用することができる。

【0034】

一方で、従来の無線通信システムにおいては、1周波数帯域で送受信するデータ系列は1つのみである。このため、通信を開始するときには、送信装置が特定の周波数帯域において無線電波を発信するとともに、受信装置が特定の周波数帯域における無線電波を受信し、これをデータに復調することにより通信が確立できていた。もちろん、送信装置及び受信装置において、通信の品質を改善するために複数のアンテナを使用することはあったが、これはダイバシティによるゲインを得るためだけのものであり、送信装置及び受信装置ともに、使用アンテナ本数を認知している必要はなかった。

【0035】

ところが、SDMを利用した無線通信システムにおいては、送信装置及び受信装置において複数のアンテナを使用することにより、1周波数帯域で複数のデータ系列の送受信が可能となり、理論上は少なくとも送信アンテナ本数分のデータ系列を多重して送受信することが可能である。したがって、受信装置では、送信装置から送信されるデータの種類と送信に使用された送信アンテナ数を検出することが必要となる。本発明は、これ可能にするような無線データ伝送システム及び無線データ送受信装置を提供しようとするものである。

【0036】

さらに、上記のSDM-OFDM方式を5GHz帯で使用するためには、従来から存在するARIB-STD-T-71やIEEE 802.11a等の無線通信システムとコンパチビリティがあることが望ましい。しかしながら、SDM-OFDM方式の無線通信システムと、従来の無線通信システムとの共存を可能にするようなシステム構成は未だ提案されていない。

【0037】

したがって、本発明はまた、SDMを利用した無線データ伝送システムであって、従来の無線通信システムとのコンパチビリティを備えた無線データ伝送システム及び無線データ送受信装置を提供しようとするものである。

【0038】

【課題を解決するための手段】

上記解決課題に鑑みて鋭意研究の結果、本発明者は、以下のような構成を有する無線データ伝送システム及び無線データ送受信装置に想到した。

すなわち、本発明は、2以上のアンテナを備え、1系列以上のデータを同一の周波数チャネルを用いて空間分割多重して無線送信する送信装置であって、前記2以上のアンテナのうち送信に用いるアンテナ数と送信するデータの系列数とを含む空間分割多重制御データを生成し、該空間分割多重制御データを少なくとも1系列のデータに含めて送信する手段を備えた送信装置を提供するものである。

【0039】

本発明は、また、上記の送信装置から無線送信されたデータを受信可能な受信装置であって、受信したデータに含まれる前記空間分割多重制御データから、前記送信装置が送信に

用いるアンテナ数及び送信するデータの系列数を取得し、該送信アンテナ数及びデータ系列数によりデータを受信可能かどうか判別し、判別結果を前記送信装置に送信する手段を備えた受信装置を提供するものである。

【0040】

これら本発明の送信装置及び受信装置によれば、空間分割多重を用いた無線データ伝送において、送信装置及び受信装置で利用可能なアンテナ数及びデータ系列数を通知しあうことにより、空間分割多重による効果を最大限にし、データ伝送レートを向上させることが可能となる。

本発明は、また、上記の送信装置と受信装置とをそれぞれ1以上含んで構成される無線データ伝送システムを提供するものである。

10

【0041】

上記本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置は、受信装置に対してデータ送信を開始するときに、送信に使用可能なアンテナの最大数と使用可能なデータ系列の最大数を前記空間分割多重制御データに含めて送信し、前記受信装置から、前記送信アンテナ数及びデータ系列数により受信が可能でないとの判別結果を受信した場合には、前記送信アンテナ数及びデータ系列数のそれぞれを減じたものを前記空間分割多重制御データに含めて送信することの特徴とする。

【0042】

送信装置は、受信装置から受信可能との判別結果を受信するまで、送信アンテナ数及びデータ系列数を減じながら送信し続けることにより、受信装置において受信可能な最大限の送信アンテナ数及びデータ系列数を検知することができる。

20

【0043】

本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置は、送信データをOFDM方式で変調して送信する手段を備えており、前記受信装置は、受信データをOFDM方式で復調する手段を備えていることを特徴とする。

本発明の無線データ伝送システムは、典型的にはOFDM変調した送信信号をさらに空間分割多重(SDM)し、複数のアンテナ及びデータ系列を用いて送信するSDM-OFDM方式を採用する。

【0044】

本発明は、また、上記の送信装置と受信装置とを備え、無線データの送信及び受信が可能な無線データ送受信装置を提供するものである。

30

また、上記本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置及び受信装置は、前記空間分割多重した送信データに、ARIB STD-T71方式又はIEEE 802.11a方式のプリアンプルを付加したデータパケットとして送信することの特徴とする。

【0045】

これら従来の無線通信方式は、本発明の空間分割多重による無線通信方式と同一の周波数帯を利用するものであるから、本発明のシステムにおけるデータパケットにこれらと共通するプリアンプルを付加することにより、従来の無線通信方式と高いコンパチビリティを有する無線データ伝送システムを構築することが可能となる。

【0046】

本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置は、前記データパケットのプリアンプルに含まれるシグナルフィールドに、前記空間分割多重した送信データの変調方式を示すデータを含んで送信し、前記受信装置は、前記シグナルフィールドに示された変調方式により受信データを復調することの特徴とする。

40

【0047】

これにより、本発明の送受信装置は、受信したパケットデータが本発明の空間分割多重方式により伝送されているものであるか、従来の無線通信方式により伝送されているものであるかを、パケットのシグナルフィールドから判別することが可能となり、いずれの方式のパケットであっても同様の動作で受信処理することが可能となる。

【0048】

50

本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置は、さらに、前記データパケットのプリアンプルに含まれるシグナルフィールドに、送信データが空間分割多重方式によるデータであるかどうかを示すデータを含んで送信することの特徴とする。

【0049】

これにより、従来の無線通信方式による送受信装置において本発明の空間分割多重方式によるデータパケットを受信した場合であっても、その通信方式のパケットであることをシグナルフィールドから判別することが可能となる。当該送受信装置で復調できないデータがパケットに含まれていると判断した場合には、そのパケットを破棄すればよい。

【0050】

本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置は、さらに、前記データパケットのプリアンプルに含まれるシグナルフィールドに、送信データのデータ長を示すデータを含んで送信することの特徴とする。

【0051】

このようなデータパケットを受信した送受信装置は、プリアンプルの後に続くデータフィールドのデータ長を正確に認識することができる。特に、従来の無線通信方式による送受信装置において本発明の空間分割多重方式によるデータパケットを受信した場合には、後に続くデータフィールドを復調できなくとも、そのデータ長を正確に認識することができるので、当該データの伝送が完了するのを待って次の送受信動作を行うことができる。

【0052】

本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置は、さらに、前記送信データの変調方式及びデータ長を示すデータを含んだシグナルフィールドを、前記送信データの先頭に付加して送信することの特徴とする。

【0053】

これにより、上記のように従来の無線通信方式によるデータパケットのプリアンプルにおいて前記送信データの変調方式及びデータ長を示すデータを含めて送信する場合とは異なり、各データ系列で同一のデータの変調方式及びデータ長を用いる必要がなくなる。このため、より多様な形態のデータ伝送を行うことが可能となる。

【0054】

本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置は、さらに、送信データのMAC制御情報を、前記ARIB STD-T71方式又はIEEE 802.11a方式のデータパケットのデータフィールドに含めて送信することの特徴とする。

【0055】

送信データのMAC制御情報には、伝送キャリアの論理的な使用状況を示すデータが含まれており、上記の構成によれば、従来のARIB STD-T71方式又はIEEE 802.11a方式の送受信装置においても、このMAC制御情報を取得することが可能となり、より信頼性の高い無線データ伝送システムを構築することが可能となる。

【0056】

本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置は、前記データパケットに含まれるプリアンプルの一部分のデータ長を、送信データの変調方式により変化させて送信し、前記受信装置は、前記プリアンプルの一部分のデータ長により、受信データの変調方式を識別し、該変調方式により受信データを復調することの特徴とする。

【0057】

本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置は、前記データパケット中の送信データの先頭に付加される伝播路推定用プリアンプルに、該送信データの変調方式を示すデータを含めて送信し、前記受信装置は、前記伝播路推定用プリアンプルにより示された変調方式により受信データを復調することの特徴とする。

これらの方法によれば、従来の方式で既に規定されているプリアンプルのデータを改変することなく、送信データの変調方式を示すデータをプリアンプルに含めることが可能となる。

【0058】

【発明の実施の形態】

以下、添付図面を参照しながら、本発明の実施の形態を詳細に説明する。

図1～図12は、本発明の各実施形態を例示する図であり、これらの図において、同一の符号を付した部分は同一物を表わし、これらの基本的な構成及び動作は同様であるものとする。また、以下の各実施形態においては、送受信装置が持つアンテナ数 n は2とし、送受信するデータ系列の数も2としている。また、変調方式は従来の技術で挙げた例と同様にOFDM方式によるものとする。

【0059】**〔第1実施形態〕**

以下に、本発明の第1実施形態にかかる無線データ伝送システムについて、送信装置にお 10
ける構成及び動作と、受信装置における構成及び動作とに分けて順に説明する。

【0060】

図1は、本実施形態の無線データ伝送システムにおいて用いる送信装置の構成を概略的に示すブロック図である。

図1において、本実施形態の送信装置は、送信データ生成部101と、空間分割多重制御データ生成部102と、送信制御回路103と、OFDM信号生成部104A及び104Bと、RF部105A及び105Bと、アンテナ106A及び106Bとから構成されている。

【0061】

送信データ生成部101は、送信データを生成し、OFDM信号生成部104A及び10 20
4Bに出力するものであり、上位層（ここでは図示しない）から送信すべき情報データを受け取り、誤り訂正等の処理を行いOFDMフォーマットで伝送できるような信号を生成する回路を備えている。

【0062】

空間分割多重制御データ生成部102は、空間分割多重（SDM）方式による通信において使用する送信アンテナ数 $k_t x$ 及びデータ系列数 k_1 を、空間分割多重制御データとしてOFDM信号生成部104Bに出力する。空間分割多重制御データ生成部102もまた、送信データ生成部101と同様に、上位層から送信アンテナ数 $k_t x$ 及びデータ系列数 k_1 を受け取り、これらの値に必要な処理を施し、OFDM信号フォーマットで伝送可能な信号として出力する回路を備えている。尚、本実施形態では、送信アンテナ数 $k_t x$ 30
及びデータ系列数 k_1 はともに、1又は2の値を取るようになる。

【0063】

送信制御回路103は、送信装置が実際に使用するアンテナ数 k_x 及びデータ系列数 k_1 x を示すデータを生成し出力する。このアンテナ数 k_x 及びデータ系列数 $k_1 x$ は、上記 $k_t x$ 及び k_1 と同様に上位層から指示される値であり、本実施形態では、これらは1又は2の値を取るようになる。

【0064】

OFDM信号生成部104A及び104Bは、それぞれ、送信データ生成部101から受信した送信信号をOFDM信号に変調して、RF部105A及び105Bに出力する。また、OFDM信号生成部104Bでは、空間分割多重制御データ生成部102から受信した空間分割多重制御データを送信信号に多重化する。 40

【0065】

RF部105A及び105Bは、OFDM信号生成部104A及び104Bにおいて変調された信号を実際に無線通信で用いる周波数に変換し、それぞれアンテナ106A及び106Bに出力する。アンテナ106A及び106Bはこれらの信号を無線送信する。

【0066】

上記のように構成された本実施形態の送信装置によりデータ送信を行う動作について説明する。

まず、SDM方式を用いて通信を行う場合は、送信に用いるアンテナ数及びデータ系列数を予め受信装置に通知しておく必要がある。したがって、本実施形態の送信装置において 50

無線通信を行うに先立って、まず、空間分割多重制御データ生成部102で生成する空間分割多重制御データ、すなわち、送信アンテナ数 k_{tx} 及びデータ系列数 k_1 を受信装置に送信しなければならない。

【0067】

この空間分割多重制御データの送信にあたっては、受信装置側での状況が未知であるから、 $k_{tx} = k_1 = 2$ （それぞれの最大値）として送信を行う。この場合、送信装置では、空間分割多重制御データ生成部102、OFDM信号生成部104B、RF部105B及びアンテナ106Bを使用して、空間分割多重制御データを受信装置に送信することになる。

【0068】

しかしながら、無線データ伝送システムを構成する各装置の状況が既に分かっている場合には、必ずしも k_{tx} 及び k_1 に最大値を設定して送信する必要はなく、そのシステムにおいて受信可能なアンテナ数及びデータ系列数で送信すればよい。

【0069】

後述するように、上記の空間分割多重制御データを受信した受信装置は、当該制御データに含まれるアンテナ数 k_{tx} 及びデータ系列数 k_1 での通信が可能であるかどうかを判定する。受信装置は、上記制御データを受信したのと同じデータ系列により、アンテナ数 k_{tx} 及びデータ系列数 k_1 で通信可能である場合にはAck (Acknowledge: その条件により通信可能であることを意味する)を、通信不可能であればNack (Non-Acknowledge: その条件では通信不可能であることを意味する)を、返信データとして送信装置に送信する。

【0070】

送信装置は、返信データとしてAckを受信した場合には、上記制御データにより送信したアンテナ数 k_{tx} 及びデータ系列数 k_1 で通信を行い、Nackを受信した場合には、アンテナ数及びデータ系列数をより低い値に変更して、再び制御データを送信する。これを繰り返すことにより、アンテナ数 k_{tx} 及びデータ系列数 k_1 の値が受信装置が受信可能な値となったときに、送信装置はAckを受信することとなる。

【0071】

図2は、送信装置における空間分割多重制御データの送信動作の流れを示すフローチャートである。尚、図2に示すフローチャートでは、送信装置におけるアンテナ数及び送信データ系列数の最大値を2とはせず、任意の値として示している。また、説明を簡略化するため、送信に使用するアンテナ数とデータ系列数が同じである場合を示している。

【0072】

送信を開始する前の送信装置において、送信制御回路103には、 k_x 及び k_{1x} の値はともに1にセットされている。また、送信装置では、空間分割多重制御データを送信したにも関わらずAckを受信できなかった回数を示すパラメータNackを記憶しており、現在Nackの値には初期値として0が設定されている。さらに、送信装置の空間分割多重制御データ生成部102では、データ送信に用いる送信アンテナ数として $k_{tx} = n$ 、データ系列数として $k_1 = n$ が設定されているものとする（ステップS200）。

【0073】

まず、送信装置は、空間分割多重制御データ生成部102において設定されている送信アンテナ数 k_{tx} に、 n からNackの値を減じた値を代入する。また、データ系列数 k_1 にも、 n からNackの値を減じた値を代入する（ステップS201）。ここでは、Nack=0なので、 $k_{tx} = k_1 = n$ のままである。また、この後、 $k_{tx} = 0$ であるかどうかを判定し、 $k_{tx} = 0$ であれば処理を終了する（ステップS202）。

【0074】

次に、送信装置は、空間分割多重制御データ生成部102において現在設定されている送信アンテナ数 k_{tx} 及びデータ系列数 k_1 により、空間分割多重制御データを受信装置に送信する（ステップS203）。

【0075】

10

20

30

40

50

受信装置からAckを受信した場合（ステップS204）には、送信アンテナ数 k_{tx} 及びデータ系列数 k_1 での通信が可能であると判断して、送信制御回路103において以降の通信に使用するアンテナ数 k_x に k_{tx} の値を、データ系列数 k_1 に k_1 の値を、それぞれ代入する（ステップS206）。その後、上記の条件によりデータ通信を開始することができる（ステップS207）。

【0076】

受信装置からNackを受信した場合、あるいは一定時間内に返信データを受信しなかった場合（ステップS204）には、Nackの値を1増加させ（ステップS205）、ステップS201に戻る。ステップS201において、空間分割多重制御データ生成部102における送信アンテナ数 k_{tx} 及びデータ系列数 k_1 を再設定した後、 k_{tx} が0でない限り（ステップS202）、再び、空間分割多重制御データを受信装置に送信する。

【0077】

このようにして、送信アンテナ数 k_{tx} 及びデータ系列数 k_1 を1ずつ減じながら空間分割多重制御データを受信装置に送信し、受信装置からAckを受信した時点での送信アンテナ数 k_{tx} 及びデータ系列数 k_1 を、以降の通信に使用するアンテナ数 k_x 及びデータ系列数 k_1 として設定し、データ通信を行うようになっている。ただし、受信装置からAckを受信する前に $k_{tx}=0$ となった場合（ステップS202）には、受信装置が受信不能あるいは存在しないと判断して、処理を中断する。

このように送信装置の送信動作を制御することにより、受信装置が受信可能な範囲で最大のアンテナ数及びデータ系列数を用いた通信を確立することができる。

【0078】

図3は、本実施形態の無線データ伝送システムにおいて用いる受信装置の構成を概略的に示すブロック図である。

図3において、本実施形態の受信装置は、アンテナ301A及び301Bと、RF部302A及び302Bと、OFDM信号受信回路303A及び303Bと、空間分割多重制御データ解析回路304と、受信制御回路305と、SDM処理部306と、受信データ処理部307とから構成されている。

【0079】

RF部302A及び302Bは、無線データ伝送により送信装置から受信したRF信号をデジタル処理できる周波数帯域に変換するRF回路を備えている。

OFDM信号受信回路303A及び303Bは、RF部302A及び302Bにおいて周波数変換された受信信号に対してOFDM復調処理を行うための回路を備えている。OFDM信号受信回路303Bは、また、受信信号に含まれる空間分割多重制御データを抽出し、空間分割多重制御データ解析回路304に出力する。

【0080】

空間分割多重制御データ解析回路304は、OFDM信号受信回路303Bから受信した空間分割多重制御データを解析し、その結果を受信制御回路305に出力する。具体的には、空間分割多重制御データに含まれる k_{tx} 及び k_1 を検出し出力するものとする。

【0081】

受信制御回路305は、空間分割多重制御データ解析回路304から受信した空間分割多重制御データに基づいて、OFDM信号受信回路303A及び303BとSDM処理部306とを制御する。この制御の方法については、所定のアルゴリズムによるものであるが、後に詳しく説明する。

【0082】

受信制御回路305は、また、図1に示す送信装置の送信制御回路103と同様に、受信装置においてデータ受信に使用するアンテナ数 k_x 及びデータ系列数 k_1 を制御する信号を出力する。

受信データ処理部307は、復調された受信信号に対し、誤り訂正などの必要な処理を施す回路を備えている。

【0083】

10

20

30

40

50

本実施形態では、受信制御回路305において $k_x = k_{1x} = 1$ と設定されている場合には、アンテナ301B、RF部302B、OFDM信号受信回路303B及び受信データ処理部307により受信動作を行う。受信制御回路305において $k_x = k_{1x} = 2$ と設定されている場合には、アンテナ301A、RF部302A及びOFDM信号受信回路303Aと、アンテナ301B、RF部302B及びOFDM信号受信回路303Bとの2つのデータ系列で受信信号を処理した後、SDM処理部306においてこれら2つのデータ系列からのOFDM信号を合成して受信データ処理部307により処理を行う。尚、SDM処理部306におけるOFDM信号の合成処理は、上記従来の技術で説明したのと同様な逆行列演算回路により行うものとする。

【0084】

尚、図3では、受信装置における受信アンテナ数及びデータ系列数も、送信装置と同様、2つとしているが、本実施形態はこれに限定されるものではなく、任意の数の受信アンテナ数及びデータ系列数を備えた受信装置を用いることができる。

【0085】

図4は、上記受信装置における空間分割多重制御データの受信動作の流れを示すフローチャートである。尚、図4に示すフローチャートでは、受信装置において使用するアンテナ数及び送信データ系列数の最大値を2とはせず、任意の値 k_{rxa} として示している。また、説明を簡略化するため、受信に使用するアンテナ数とデータ系列数が同じである場合を示している。

【0086】

データ受信開始前の受信装置では、受信制御回路305において、受信に使用するアンテナ数 k_x 及びデータ系列数 k_{1x} はともに1に設定されている（ステップS300）。送信装置から空間分割多重制御データを受信すると、これを空間分割多重制御データ解析回路304において解析し、データに含まれる k_{tx} 及び k_1 の値を取得する（ステップS301）。

【0087】

受信制御回路305は、 k_{tx} 及び k_1 の値と k_{rxa} の値とを比較する（ステップS302）。本例では、 k_{tx} と k_1 の値は等しいので、 k_1 の値を比較に用いる。

ステップS302において、 $k_1 \leq k_{rxa}$ である場合には、 k_{tx} 及び k_1 で示されるアンテナ数及びデータ系列数での受信が可能であることになるので、受信装置にAckを送信するとともに（ステップS303）、受信制御回路305において、受信に使用するアンテナ数 k_x 及びデータ系列数 k_{1x} に、それぞれ、 k_{tx} 及び k_1 の値を代入する（ステップS304）。Ackを送信した後は、送信装置からアンテナ数 k_{tx} 及びデータ系列数 k_1 によりデータ送信が開始されるので、これを受信することができる（ステップS305）。

【0088】

ステップS302において、また、 $k_1 > k_{rxa}$ である場合には、 k_{tx} 及び k_1 で示されるアンテナ数及びデータ系列数での受信が不可能であることになるので、受信装置にNackを送信するか、あるいは全く動作を行わずに処理を終了する。

【0089】

このように受信装置の受信動作を制御することにより、上記した送信装置の送信動作と連携して、送信装置及び受信装置の間で使用可能な範囲で最大のアンテナ数及びデータ系列数を用いた通信を確立することができる。

【0090】

尚、上記では本実施形態の無線データ伝送システムにおいて用いる送信装置及び受信装置を別個の装置として構成した例を示したが、これらを一体化した送受信装置として利用することも可能である。

【0091】

〔第2実施形態〕

図5は、本発明の第2実施形態にかかる無線データ伝送システムの構成を概略的に示す図

10

20

30

40

50

である。図5において、本実施形態の無線データ伝送システムは、送受信装置A、送受信装置B及び送受信装置Cから構成されている。

【0092】

送受信装置A及び送受信装置Bは、第1実施形態に示したのと同様のSDM-OFDM方式の送受信装置であり、それぞれ2本のアンテナと2系列の信号処理回路（図示せず）とを備えている。一方、送受信装置Cは、ARIB-STD T-71やIEEE 802.11a等の従来の5GHz帯を使用する無線通信システムで動作する送受信装置であり、無線通信は全て5GHz帯を用いて行うものである。

【0093】

尚、本実施形態では、図5に示すように、送受信装置CがARIB-STD T-71仕様のものである場合を例にとって説明する。また、図5に示すように、送受信装置A及び送受信装置Bの間ではSDM-OFDM方式による無線通信の他、T-71方式による無線通信をも行うことが可能であるが、送受信装置A又は送受信装置Bと送受信装置Cの間では、T-71方式による無線通信のみを行うことができるものとする。

【0094】

上記のように構成された本実施形態の無線データ伝送システムにおいて、SDM-OFDM方式の送受信装置が、5GHz帯を使用する従来のT-71方式の送受信装置とコンパチビリティを持ちながら通信する方法を説明する。

【0095】

ここでは、送受信装置Aから送受信装置Bにデータ伝送を行う場合について考える。図5に示すように、送受信装置Aは、2本のアンテナTRxA__Ant__a及びTRxA__Ant__bを用い、送受信装置Bは、2本のアンテナTRxB__Ant__a及びTRxB__Ant__bを用いてデータ伝送を行うことができる。

【0096】

図6は、本実施形態の無線データ伝送システムにおいて、送受信装置Aから送受信装置Bに送信されるパケットの構成を概略的に示す図である。図6において、from TRxA__Ant__aは、送受信装置AのアンテナTRxA__Ant__aから送信されるパケットを、from TRxA__Ant__bは、アンテナTRxA__Ant__bから送信されるパケットを示している。

【0097】

図6に示す各パケットにおける領域B、C、SFについては、図15で示した従来技術のものと同様であり、ARIB-STD T-71仕様に従って生成されるものとする。また、DF(a)及びDF(b)はデータフィールドであり、図15に示すDFと同様である。本実施形態においては、送信データ1/2づつを、それぞれ、DF(a)及びDF(b)に割り当てるものとし、割り当て方は任意の方法によるものとする。また、各パケットのプリアンプルには、領域B、C、SFに加えて、SDM-OFDM用の伝播路推定用プリアンプルD及びD'をそれぞれ含んでいる。

【0098】

尚、図6に示す2つのパケットにおいて、領域B、C、SFは全く同じデータであるため、送受信装置A及びBは必ずしも両方のアンテナからこれらのデータを送信する必要はなく、例えば、領域B、C、SFのデータについては、アンテナTRxA__Ant__aからのみ送信するようにしてもよい。

【0099】

これらのパケットを受信した送受信装置Bでは、まず、領域B、C、SFまでをT-71のモードで信号処理し、それ以降の領域をSDMのモードで信号処理することにより、これらのパケットに含まれるデータを復調することができる。

【0100】

また、送受信装置Cがこれらのパケットを受信した場合でも、領域B、C、SFまでは信号処理を行いデータを復調することができる。

【0101】

10

20

30

40

50

図6に示す2つのパケットのSFに含まれるデータについては、図16に示した従来技術のものと同様である。すなわち、SFは24ビットのデータで構成されており、DFの変調方式(Rate)を示すデータが4ビット分、DFの長さを示すデータが12ビット分含まれている。

【0102】

DFの変調方式を示すデータが4ビット割り当てられているので、最大で16種類の変調方式が指定できることになる。しかしながら、T-71では現状、8種類の変調方式しか使用されておらず、これら以外の変調方式は規定されていない。具体的には変調方式としてBPSK、QPSK、16QAM、64QAMの4種類、誤り訂正符号の符号化率として $1/2$ 、 $2/3$ 、 $3/4$ が定義されていて、これらの組み合わせによりDFの伝送レートが決まるようになっている。

【0103】

T-71では、送受信に使用するデータ系列数は1であるので、上記8種類の変調方式を、伝送レート(変調方式、符号化率、データ系列数)の形式で表わすと、6Mbps(BPSK, $1/2$, 1)、9Mbps(BPSK, $3/4$, 1)、12Mbps(QPSK, $1/2$, 1)、18Mbps(QPSK, $3/4$, 1)、24Mbps(16QAM, $1/2$, 1)、36Mbps(16QAM, $3/4$, 1)、48Mbps(64QAM, $2/3$, 1)、54Mbps(64QAM, $3/4$, 1)となる。

【0104】

上記SFのRateでは、これら8種類の変調方式を示すビットデータとして、上記の順に従って、1101、1111、0101、0111、1001、1011、0001、0011をそれぞれ割り当てている。

【0105】

本実施形態では、SFのRateはさらに、SDM-OFDMモードでの通信におけるDFの変調方式として、12Mbps(BPSK, $1/2$, 2)、18Mbps(BPSK, $3/4$, 2)、24Mbps(QPSK, $1/2$, 2)、36Mbps(QPSK, $3/4$, 2)、48Mbps(16QAM, $1/2$, 2)、72Mbps(16QAM, $3/4$, 2)、96Mbps(64QAM, $2/3$, 2)、108Mbps(64QAM, $3/4$, 2)の8種類を含んでいることを特徴とする。尚、SDM-OFDMモードでの送受信に使用するデータ系列数は2としている。

【0106】

これらSDM-OFDMモードで使用するDFの変調方式を示すビットデータとしては、上記の順に従って、1100、1110、0100、0110、1000、1010、0000、0010が割り当てられている。これらは、上記のT-71モードでのDFの変調方式に対するビットデータの割り当てと比較すると、変調方式及び符号化率が同じもの同士は上位3ビットが共通しており、T-71モードかSDM-OFDMモードかによって下位1ビットのみが異なるように割り当てられている。このため、ビットデータの下位1ビットから、送受信に使用するデータ系列数が判断できることになる。

【0107】

また、上記においてT-71モード及びSDM-OFDMモードそれぞれの変調方式による伝送レートを比較すると、データ系列数は違うものの、伝送レートが同じになる組み合わせがある。例えば、12Mbps(QPSK, $1/2$, 1)と12Mbps(BPSK, $1/2$, 2)などである。このように複数の変調方式において伝送レートが重複していても、送信データ系列数により適した伝播環境が異なるため、一概に無駄であるとは言えない。しかしながら、SF中で割り当てられた少ないビット数を有効に利用するためには、このような重複を生じる割り当ては最適なものとは言えない。

【0108】

SF中のDFの変調方式を示すビットデータを、各種変調方式に効率よく割り当てるためには、異なる変調方式間で伝送レートが同じとなるような場合には、データ系列数が少ない方の変調方式を優先的に使用するようにすれば、データの送受信処理も簡単になり、送

受信装置における消費電力の低減にも効果的である。また、重複する変調方式のうちデータ系列数が多い方の変調方式については、これにビットデータを割り当てないようにし、代わりによりデータ系列数の多い変調方式に割り当てるようにしてもよい。

【0109】

例えば、上記において、SDM-OFDMモードの12Mbps (BPSK, 1/2, 2)、18Mbps (BPSK, 3/4, 2)、24Mbps (QPSK, 1/2, 2)、36Mbps (QPSK, 3/4, 2)、48Mbps (16QAM, 1/2, 2) に対してはSF中でのビットデータの割り当てを行わず、これに代えて、よりデータ系列数の多い144Mbps (64QAM, 2/3, 3)、162Mbps (64QAM, 3/4, 3) 等にビットデータの割り当てを行うことができる。

10

【0110】

一方、図6に示すパケットを受信した送受信装置Bでは、SFに含まれるDFの変調方式を示すビットパターンを検出する。上記の例では、ビットパターンの下位1ビットが1である場合にはT-71モードであると判断し、0である場合にはSDM-OFDMモードであると判断する。SDM-OFDMモードの場合には、データ系列数が2以上であるので、パケットに含まれる伝播路推定用プリアンプルD及びD'を取得し、SDM-OFDMモードにより受信信号を復調するための伝播路推定を行う。また、DFについてもSDM-OFDMモードによる変調方式のデータとして受信する。

【0111】

図7は、上記のようにT-71モード及びSDM-OFDMモードの両方により無線データ伝送を行うことが可能な送受信装置A及びBにおいて、無線データを受信する際の動作の流れを示すフローチャートである。図7において、ステップS701からS709までの処理については、図17に示す従来の受信装置と同様であるので、ここでは説明を省略する。

20

【0112】

本実施形態において、図6に示すパケットを受信した送受信装置A及びBは、このパケットがT-71方式のプリアンプルを含んでおり、かつ、そのプリアンプル中のSFに含まれるデータが正しいと判定すると、さらにSFに含まれるDFの変調方式を示すビットデータを検出し、このパケットがSDM-OFDMモードで送信されているのか、あるいはT-71モードで送信されているのかを判定する(ステップS711)。その判定基準及び方法は、上記した通りである。

30

【0113】

送受信装置A及びBは、受信パケットがSDM-OFDMモードで送信されたものであると判定した場合には、DFに含まれるデータをSDM-OFDM方式により復調する(ステップS712及びS713)。この復調処理については、上記した第1実施形態の送信装置及び受信装置における処理と同様であるものとする。

【0114】

ところで、図5に示す送受信装置Cにおいて図6に示すパケットを受信した場合には、T-71モードで送信されたパケットのみを受信処理できることになる。すなわち、図7において、ステップS701～S705の一連の処理を行うことができる。しかしながら、SFにおいてDFの変調方式を示すビットパターンとしてSDM-OFDMを示すものが含まれている場合には、SFに規定外のデータが含まれていることとなるので、ステップS703においてSFに誤りがあると判断し、ステップS708の処理に進むようになっている。

40

【0115】

また、このとき、ステップS709において、受信電波強度が所定の閾値L2以上である場合には、T-71伝送キャリアが使用中であると判断して、送受信装置Cは送信動作を行うことができないようになっている。

【0116】

尚、本実施形態の無線データ伝送システムでは、T-71方式とSDM-OFDM方式と

50

において同一のプリアンプルを用いるものとし、これらを識別するための情報は、D Fの変調方式を示すビットデータとしてS Fに含める構成としているので、T-7 1方式の送受信装置とS D M-O F D M方式の送受信装置とがシステム中に混在していても、これらの間で無線データ伝送を行うことができるようになっている。

【0 1 1 7】

〔第3実施形態〕

第2実施形態の無線データ伝送システムにおいて、T-7 1方式の送受信装置Cは、S D M-O F D M方式の packets を受信しても packets 中のS Fを正常に取得できないため、S D M-O F D M方式で無線通信が行われているときの伝送キャリアの使用状況を判断する手段としては、受信電波強度を測定する以外にはない。このように受信電波強度のみに基づいてキャリアの使用状況を判断していると、他の送受信装置において電波を受信中であっても、これを判別できずに送信動作を行ってしまう可能性があるという問題点がある。

【0 1 1 8】

第2実施形態の無線データ伝送システムでは、T-7 1方式による信号とS D M-O F D M方式による信号とを区別する方法として、送信 packets のS FにおいてD Fの変調方式（T-7 1方式かS D M-O F D M方式か）を示すビットデータを含めておき、これを受信した送受信装置はこのビットデータに基づいていずれの方式による packets かを判断することとしている。

【0 1 1 9】

これに対して本実施形態では、packets のS Fに含まれるリザーブビット（図1 6におけるR e s e r v e）を用いることを特徴としている。具体的には、packets がT-7 1方式によるものである場合にはリザーブビットに0を割り当て、S D M-O F D M方式によるものである場合には1を割り当てることとする。その他、本実施形態の無線データ伝送システム及び送受信装置は、第2実施形態のものと同様に構成し、同様に動作するものとする。

【0 1 2 0】

これにより、T-7 1方式の送受信装置が、S D M-O F D M方式の packets を受信した場合であっても、S FのR e s e r v eが1であることを検出すれば、S D M-O F D M方式の packets であると認識できるので、S F中に規定外のデータが含まれていても誤りであると判断せず、D Fのデータ長分の時間、送受信を行わない待機状態を保つようにすることができる。

【0 1 2 1】

ところで、第2実施形態の無線データ伝送システムでは、送信 packets のS FにおいてD Fのデータ長を示すビットデータ（図1 6におけるL e n g t h）を含めて送信している。T-7 1方式の送受信装置Cは、受信したS D M-O F D M方式の packets のS FからL e n g t hを取得することはできたとしても、D Fの変調方式を認識することができないので、S D M-O F D M用のプリアンプル及びD Fを含めたデータ部分の受信に要する時間を正確に認識することができないこととなる。

【0 1 2 2】

したがって、上記のようにS FのR e s e r v eを利用することにより、T-7 1方式の送受信装置は、受信 packets がS D M-O F D M方式の packets であることは認識できるものの、当該 packets の送受信が完了するまでの待機時間を判断することができない。これに対処するために、T-7 1方式の送受信装置では、S D M-O F D M方式の packets のS Fから取得したL e n g t hの値に基づいて packets 送受信に要する時間を概算し、これを待機時間とすることが考えられる。

【0 1 2 3】

一般的に、S D M-O F D M方式はT-7 1方式に比べてデータ伝送が高速であることから、上記の概算した待機時間は、通常、実際の送受信に要する時間よりも長いものになると考えられる。この場合には、実際の送信が終了した後に、電波が送信されていないにも関

10

20

30

40

50

わらず送受信装置が受信状態のままとなる期間があり、電力を無駄に消費してしまう上に、送信のタイミングが遅れることになる。

【0124】

一方、上記の概算した待機時間が実際の送受信に要する時間よりも短いものになった場合には、送受信装置は再び電波検出の動作（図17のステップS1701）を行うが、受信電波中にT-71のプリアンプルを検出できないため、受信電波強度に基づいて伝送キャリアの使用状況を判断し、伝送キャリアの開放待ちの状態（図17のステップS1706～S1707）となる。しかしながら、このときはT-71方式（但し、プリアンプル以降はさらにSDM-OFDM変調されている）のデータ伝送が行われていることが分かっているにも関わらず、図17に示すように、受信電波がT-71方式でないと判断した場合の受信電波強度の判定基準L1を用いることになってしまう。

【0125】

したがって、第2実施形態の無線データ送信システムでは、T-71方式による送受信装置とSDM-OFDM方式による送受信装置が混在する状況下では、特にT-71方式による送受信装置において上記のような不都合が生じるため、データ伝送が効率良く行われていないという問題点がある。

【0126】

そこで、本実施形態ではさらに、SDM-OFDMモードで送信するパケットについては、SF内のLengthに、DFのデータ長と伝播路推定用プリアンプルD及びD'のデータ長とを加えたデータ長を含めて送信することの特徴としている。ここで、加算する伝播路推定用プリアンプルD及びD'のデータ長は、当該パケットの送信に用いる変調方式で受信した場合に要する時間に応じたデータ長であるものとする。

【0127】

このようにして、SDM-OFDM方式のパケット中、T-71方式のパケットに対して冗長となる伝播路推定用プリアンプルD及びD'の実際の受信時間に応じたデータ長を示すデータをSFに含めて送信することにより、T-71方式による送受信装置は、SDM-OFDM方式のパケットを受信した場合であっても、そのパケット長を正確に認識することが可能となる。したがって、当該パケット長に相当する期間は待ち状態にしておけばよい。

【0128】

以下に具体的な例を示す。SDM-OFDM方式で送信データ系列数が2、双方のアンテナから100バイトのデータ（合計200バイト）を16QAM $R=3/4$ で送受信する場合を考える（T-71方式で送受信する場合には、16QAM $R=3/4$ では10OFDMシンボルで18バイトのデータを送受信することができる）。また、SDM-OFDMの伝播路推定用プリアンプルD及びD'の送受信に要する時間を2OFDMシンボル時間とする。

【0129】

このとき、SFのRateには、DFの変調方式として16QAM $R=3/4$ 及び送信データ系列数として2を設定し、Lengthには、DFのデータ長である100バイトと、伝播路推定用プリアンプルD及びD'のデータ長である $2 \times 18 = 36$ バイト（2OFDMシンボル時間）とを加算した値である136バイトに相当するビットデータを設定する。また、SFのReserve（リザーブビット）を1に設定する。

【0130】

SDM-OFDM方式の送受信装置は、このように設定され送信されたパケット受信すると、パケット中のSFにおいて、Reserveが1になっていること、Lengthによりデータ長が136バイトに設定されていること、及びRateにより変調方式が16QAM $R=3/4$ に設定されていることを検出する。また、送受信装置は、変調方式16QAM $R=3/4$ では、伝播路推定用プリアンプルD及びD'のデータ長が2OFDMシンボル時間分に相当する18バイトであると判断し、DFのデータ長が100バイトであると算出することができる。SFのRateによりデータ系列数が2であることから

、SDM-OFDMのデータ長は、トータルで200バイトであると判断し、そのように受信信号の復調を行う。

【0131】

一方、T-71方式の送受信装置が上記の送信パケットを受信した場合には、パケット中のSFにおいて、Reserveが1になっていること、Lengthによりデータ長が136バイトに設定されていること、及びRateにより変調方式が16QAM R=3/4に設定されていることを検出する。送受信装置は、Reserveが1であるからパケットが復調不可能なデータを含んでいることを認識できるので、SFに誤りがあるという判断は行わない。さらに、伝播路推定用プリアンプルD及びD'分を含めたデータ長が136バイトであることが分かるので、送受信装置は、これに相当する期間、送受信を行わない待機状態を保つことができる。

【0132】

〔第4実施形態〕

上記した第2実施形態及び第3実施形態の無線データ伝送システムにおいて、SDM-OFDM方式により2本のアンテナ及び2つのデータ系列を用いてデータの送受信を行う場合には、送信側において送信データを2つに分割し、それぞれを送信パケットのDF(a)及びDF(b)に含めて送信するよう規定している。また、これら2つのDFは、同一のデータ長であり、同一の変調方式により変調されて送信されることとなっている。

【0133】

しかしながら、これら2つのデータ系列において異なる2つのデータを送信することでもできれば便利である。この場合、DF(a)及びDF(b)のデータ長は必ずしも等しくはならないが、第2実施形態及び第3実施形態の無線データ伝送システムにおいては、DF(a)及びDF(b)のデータ長を同一にして送信する必要がある。また、DF(a)及びDF(b)を異なる変調方式で変調して送信することもできない。

【0134】

本発明の第4実施形態にかかる無線データ伝送システムは、このような不都合を解消するために規定したパケット構成によりデータを送受信することを特徴とするものである。尚、このパケット構成を除いて、本実施形態の無線データ伝送システム及びこれに用いる送受信装置の構成及び動作については、第2実施形態及び第3実施形態のものと同様であるものとする。

【0135】

図8は、本実施形態の無線データ伝送システムにおいて送受信されるSDM-OFDM方式のデータのパケット構成を概略的に示す図である。尚、図8に示すパケットにおいて、領域B、C、SF、D、D'については、図6に示すものと同様であるので、ここでは説明を省略する。

【0136】

本実施形態におけるパケット構成では、SDM-OFDM方式の伝播路推定シンボルD及びD'とDF(a)及びDF(b)との間に、それぞれ、シグナルフィールドSF(a)及びSF(b)を挿入していることを特徴する。SF(a)及びSF(b)は、それぞれ、DF(a)及びDF(b)の変調方式(Rate)及びデータ長(Length)を示すデータを含んでいる。また、第2実施形態及び第3実施形態と同様に、SFのReserveには、このパケットがSDM-OFDM方式によるものであるかどうかを示す情報を含んでいる。さらに、SFのLengthにおいても、第2実施形態又は第3実施形態と同様のデータを含んでいるのが好ましい。

【0137】

これにより、これらのパケットを受信したSDM-OFDM方式の送受信装置は、まず、SFのReserveにより受信パケットがSDM-OFDM方式のデータを含んでいることを認識すると、さらに、後に続くSF(a)及びSF(b)に基づいて、DF(a)及びDF(b)に含まれるデータの復調処理を行うことができる。こうして、異なるデータを含む2つのパケットを、それぞれ異なるデータ系列により送受信し、受信側ではそれ

ぞれのパケットに対して独立した復調処理を行ってデータを取得することができる。

【0138】

尚、本実施形態において、SF (a)、SF (b) のフォーマットについては、図16に示す従来のSFと同様に構成しているので、本実施形態の送受信装置において従来同様に処理することができる。このため、本実施形態を利用するにあたっては、何ら新たな仕様を決める必要もない。

また、本実施形態のパケットをT-71方式の送受信装置が受信した場合には、第2実施形態及び第3実施形態と同様に処理するものとする。

【0139】

[第5実施形態]

上記の第2～第4実施形態では、送受信装置において受信電波を測定することにより、伝送キャリアの物理的な使用状況は確認できるが、この方法では伝送キャリアの論理的な使用状況は確認できない。SDM-OFDM方式では、パケットのデータフィールド中にMAC制御情報中を含んでおり、このMAC制御情報には、一連の通信に必要となる媒体の予約時間を示すデータが含まれているので、このデータより伝送キャリアの論理的な使用状況が分かるようになっている。

【0140】

しかしながら、T-71方式による無線通信のみを行う送受信装置においては、SDM-OFDM方式によるパケットのデータフィールドを復調することはできないので、伝送キャリアの論理的な使用状況を確認することができない。ところが、本発明の無線データ伝送システムがより安定して動作するためには、T-71方式による無線通信のみを行う送受信装置においても、このMAC制御情報から伝送キャリアの論理的な使用状況を取得できるのが好ましい。

【0141】

そこで、本発明の第5実施形態にかかる無線データ通信システムでは、T-71方式の送受信装置でもSDM-OFDM方式のパケットに含まれるMAC制御情報を受信することができるよう構成したパケットを用いて通信を行うことを特徴としている。尚、このパケット構成を除いて、本実施形態の無線データ伝送システム及びこれに用いる送受信装置の構成及び動作については、第2～第4実施形態のものと同様であるものとする。

【0142】

図9は、本実施形態の無線データ伝送システムにおいて送受信されるSDM-OFDM方式のデータのパケット構成を概略的に示す図である。尚、図9に示すパケットにおいて、領域B、C、SF、D、D'、SF (a)、SF (b) については、図6及び図7に示すものと同様であるので、ここでは説明を省略する。

【0143】

図9に示すパケットにおいて、上記の第3～第4実施形態と同様に、SFのReserve (リザーブビット) を、このパケットがSDM-OFDM方式であるかT-71方式であるかを示すフラグとして用いている。また、SFのLengthは、長さを示すデータを含んでいる。DFは、MAC制御情報のみをデータとして含んでいる。DF (a) 及びDF (b) は、それぞれ、MAC制御情報を除いた伝送データを含んでいる。

【0144】

このような構成のパケットを受信したSDM-OFDM方式の送受信装置は、パケット中のB、C、SF、DFをT-71方式で復調するとともに、SF中のReserveの値に基づいて、D、D'、SF (a)、SF (b)、DF (a)、DF (b) をSDM-OFDM方式により復調する。

【0145】

また、上記パケットを受信したT-71方式の送受信装置は、パケット中のB、C、SF、DFをT-71方式で復調する。DFには伝送データは含まれていないが、MAC制御情報を含んでいるので、これにより送受信装置は伝送キャリアの論理的な使用状況を認識することが可能となる。

10

20

30

40

50

【0146】

[第6実施形態]

本発明の第6実施形態にかかる無線データ伝送システムは、パケット中のプリアンブルパターンにより送信データ系列数が識別可能であることを特徴としている。尚、このパケット構成を除いて、本実施形態の無線データ伝送システム及びこれに用いる送受信装置の構成及び動作については、上記の各実施形態のものと同様であるものとする。

【0147】

図10は、本実施形態の無線データ伝送システムにおいて送受信されるSDM-OFDM方式のデータのパケット構成を概略的に示す図である。図10の上段に示すパケットは、送信データ系列数が1であるときに送信されるパケットであり、下段に示すパケットは、送信データ系列数が2であるときに送信されるパケットである。これらのパケット中、C、SF、DF、D、D'、DF(a)、DF(b)については、図6及び図7に示すものと同様であるので、ここでは説明を省略する。

【0148】

図10の上段に示すパケットは、従来のT-71方式によるパケットと同様の構成であり、T-71方式及びSDM-OFDM方式のいずれの送受信装置においても受信可能である。このパケットのプリアンブルBは、全体としては周期がTBであり、周期Tbの等しいパターンの信号bを10回繰り返すことにより生成されている。

【0149】

一方、図10の下段に示すパケットでは、プリアンブルBが、上段に示すパケットの2倍の長さであり、即ち、周期Tbの等しいパターンの信号bを20回繰り返すことにより生成されている。ここで、下段に示すパケットのプリアンブルBの長さを上段に示すものの2倍としているが、これはパケットの一構成例に過ぎず、本実施形態ではプリアンブルBの長さを任意の値に設定することができる。

【0150】

T-71方式及びSDM-OFDM方式の送受信装置は、上記の各パケットを含んだ信号を受信すると、受信信号を期間Tbだけ遅延させた信号を生成し、この遅延信号と受信信号との相関を取り、この相関のパターンから信号の有無の検出及び受信タイミングの検出を行っている。ここで、2つの信号間の相関とは、上記遅延信号及び受信信号それぞれが含む複素信号の類似度のことを意味している。具体的には、両信号が含む複素信号の振幅を複素乗算し、期間Tbの間積分した値を相関値としている。

【0151】

図11は、図10に示す各パケットのプリアンブル信号から上記のように算出されて出力される相関値の出力波形を示す図である。図11の上段は、図10の上段に示すパケットの相関値として出力される波形である。このパケットのプリアンブルBは、周期Tbの信号bを10回繰り返して生成されているので、その遅延信号との相関をとると、ほぼ期間 $9 \times Tb$ の間、相関値が大きくなる。また、図11の下段は、図10の下段に示すパケットの相関値として出力される波形であり、上記同様、その遅延信号との相関値は、ほぼ期間 $19 \times Tb$ の間大きくなる。

尚、図11に示す波形図では、各種のノイズ成分については無視しているため、直線的な波形となっている。また、上段及び下段の両図とも横軸に時間を、縦軸に相関値をとっており、相関値の値が大きいほど相関が強いことになる。

【0152】

図11に示すように、T-71方式及びSDM-OFDM方式の送受信装置では、受信信号から検出される相関値に対して、一定の閾値を設定している。送受信装置は、受信したプリアンブル信号の相関値がこの閾値を超える期間 T_{cor} を検出し、これに基づいて受信信号の種類を識別することができるようになっている。

【0153】

例えば、図5に示す送受信装置Bは、T-71方式及びSDM-OFDM方式の双方によるパケットを受信するため、受信装置Bでは、受信したプリアンブル信号の相関値が所定

の閾値を超える期間 T_{cor} を算出し、 $T_{cor} > 15 \times T_b$ である場合には $SDM-OFDM$ 方式の送受信装置として動作し、 $T_{cor} \leq 15 \times T_b$ である場合には $T-71$ 方式の送受信装置として動作するよう構成している。これにより、送受信装置は、受信パケットが $T-71$ 方式によるものであるか $SDM-OFDM$ 方式によるものであるかを適切に判断し、該当する方の方式による送受信装置として動作することが可能となる。ここで、受信パケットの通信方式を判定する基準として、 T_{cor} が $15 \times T_b$ を超えるかどうかを境界条件としているが、相関値に対する閾値とともに、任意の値を設定することができる。

【0154】

一方、図5に示す送受信装置Cは、従来の $T-71$ 方式専用の送受信装置であるため、上記のような受信パケットの通信方式を判定する機能は備えていないが、図10の上段に示すような $T-71$ 方式のパケットを受信し復調できることは当然である。送受信装置Cが図10の下段に示す $SDM-OFDM$ 方式のパケットを受信した場合には、伝送データを復調することは受信できないが、パケットのプリアンプルパターンは $T-71$ 方式と共通しているため、受信電波を検出することは可能であり、図5に示すような無線データ伝送システムにおいて上記のような $SDM-OFDM$ 方式のパケットが送受信されていても、システムへの悪影響を及ぼすことはない。

【0155】

上記したように、 $SDM-OFDM$ 方式において使用する送信アンテナの本数により、送信パケットのプリアンプルパターンを変えることにより、現状運用されている $T-71$ 方式の無線データ伝送システムの上に、 $SDM-OFDM$ 方式のシステムを展開することが可能となる。

【0156】

〔第7実施形態〕

本発明の第7実施形態にかかる無線データ伝送システムは、受信側の装置においてパケット中の $SDM-OFDM$ 伝播路推定用プリアンプルにより受信パケットの通信方式を識別することができるよう構成していることを特徴としている。

【0157】

図12は、本実施形態の無線データ伝送システムにおいて用いる $SDM-OFDM$ 方式のパケットの構成例を概略的に示す図である。図12に示すパケットにおいて、B、C、SFは従来の $T-71$ 方式によるパケットと同様に構成されているものとする。したがって、上記した各実施形態のように、パケットの通信方式を識別するためのデータをSFのRateやReserveに含めたり、Bのデータ長により通信方式を示したりする構成はとっていない。

【0158】

図12において、 $SDM-OFDM$ 伝播路推定用プリアンプルD及びD'は、それぞれ、D1とD2及びD1と-D2というデータを含んでいる。D1はD及びD'の先頭に共通して含まれるデータであり、このデータにより受信装置は以下に $SDM-OFDM$ 方式のデータが続くことを識別することが可能となる。例えば、受信装置において、D1と同じ波形を受信したときに相関値を算出するような相関器を備えるよう構成すればよい。

【0159】

$SDM-OFDM$ 方式の受信装置は、図12に示すパケットを受信すると、 $T-71$ 方式によりB、C、SFを復調するとともに、相関器を動作させ、SFに続く信号が波形D1と相関をもっているかどうかを検出する。相関を検出した（相関器により算出される相関値が所定の閾値を超える）場合には、以下に続くデータは $SDM-OFDM$ 方式のデータであると判断し、D1及びD2（-D2）により推定される伝播路行列を用いてDF（a）又はDF（b）を復調する。

【0160】

図12に示すパケット構成及び上記のような受信装置の構成によれば、 $T-71$ で既に定義されているSFのデータに変更を加えることなく、 $SDM-OFDM$ 方式のパケットを

生成し送受信することが可能となる。

【0161】

尚、本実施形態の無線データ伝送システムでは、T-71方式のパケットを受信している場合であっても、SFに続くDFの最初のOFDMシンボルの波形が偶然D1と一致していたり、高い相関を有していたりするために、受信装置においてこのパケットを誤ってSDM-OFDM方式のパケットであると判断してしまうことが起こり得る。このような検出ミスを回避するためには、例えば、SFとSDM-OFDM信号の伝播路推定用プリアンブルD又はD'との間に、Null（無信号状態）を挿入すればよい。

尚、上記において説明した構成部分を除いて、本実施形態の無線データ伝送システム及びこれに用いる送受信装置の構成及び動作については、従来技術のものと同様である。

【0162】

以上、本発明の無線データ伝送システム及び無線データ送受信装置について、具体的な実施の形態を示して説明したが、本発明はこれらに限定されるものではない。当業者であれば、本発明の要旨を逸脱しない範囲内において、上記各実施形態又は他の実施形態にかかる発明の構成及び機能に様々な変更・改良を加えることが可能である。

【0163】

特に、上記各実施形態では、説明を簡略化するため、2本のアンテナ及び2つのデータ系列数を用いたシステムのみを示しているが、本発明はこれに限定されるわけではなく、任意の空間多重数による空間分割多重伝送システムを確立することができる。

【0164】

また、上記各実施形態では、SDM-OFDM方式とあわせて使用する従来の通信方式としてARIB-STD T-71を例示しているが、本発明はこれに限定されるわけではなく、例えば、IEEE 802.11aなどにも応用が可能である。

【0165】

【発明の効果】

以上、説明したように、本発明の無線データ伝送システム及び無線データ送受信装置によれば、SDM-OFDM方式により、複数のアンテナを使用して、同一周波数帯域で複数のデータ系列での送受信ができるような無線データ伝送システム及び無線データ送受信装置が提供される。

【0166】

さらに、このようなSDM-OFDM方式を5GHz帯で使用するにあたって、従来のARIB-STD T-71やIEEE 802.11a等の無線通信システムとのコンパチビリティを備えた無線データ伝送システム及び無線データ送受信装置が提供される。本発明の無線データ伝送システムにおいて、SDM-OFDM方式の送受信装置と従来の方式による送受信システムとが混在していても、一方の送受信装置が通信中に他方の送受信装置が送信を開始することがないよう構成することができるため、安定した通信システムを提供することが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施形態にかかる無線データ伝送システムにおいて用いる送信装置の構成を概略的に示すブロック図である。

【図2】図1に示す送信装置における空間分割多重制御データの送信動作の流れを示すフローチャートである。

【図3】本発明の第1実施形態にかかる無線データ伝送システムにおいて用いる受信装置の構成を概略的に示すブロック図である。

【図4】図3に示す受信装置における空間分割多重制御データの受信動作の流れを示すフローチャートである。

【図5】本発明の第2実施形態にかかる無線データ伝送システムの構成を概略的に示す図である。

【図6】図5に示す無線データ伝送システムにおいて送受信されるパケットの構成を概略的に示す図である。

10

20

30

40

50

【図7】図5に示す送受信装置A及びBにおいて受信動作を行う際の処理の流れを示すフローチャートである。

【図8】本発明の第4実施形態にかかる無線データ伝送システムにおいて送受信されるSDM-OFDM方式のデータの packets 構成を概略的に示す図である。

【図9】本発明の第5実施形態にかかる無線データ伝送システムにおいて送受信されるSDM-OFDM方式のデータの packets 構成を概略的に示す図である。

【図10】本発明の第6実施形態にかかる無線データ伝送システムにおいて送受信されるSDM-OFDM方式のデータの packets 構成を概略的に示す図である。

【図11】図10に示す各 packets のプリアンプル信号から算出される当該信号の相関値の出力波形を示す図である。 10

【図12】本発明の第7実施形態にかかる無線データ伝送システムにおいて送受信されるSDM-OFDM方式のデータの packets 構成を概略的に示す図である。

【図13】従来技術におけるSDMを利用した無線通信システムの一構成例を概略的に示す図である。

【図14】図13に示す送信装置のアンテナTxAnt__A及びTxAnt__Bから送信される伝播路測定用プリアンプルの packets フォーマットの例を示す図である。

【図15】5GHz帯を利用したOFDM無線通信方式において使用する通信 packets の構成を概略的に示す図である。

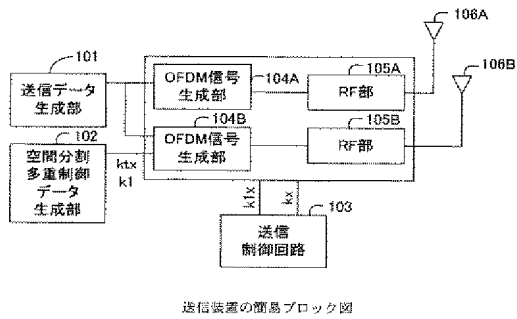
【図16】図15に示す通信 packets のシグナルフィールド(SF)に含まれるデータの構成を示す図である。 20

【図17】ARIB-STD T-71仕様による受信装置において、無線通信伝送波を受信し復調する処理の流れを示すフローチャートである。

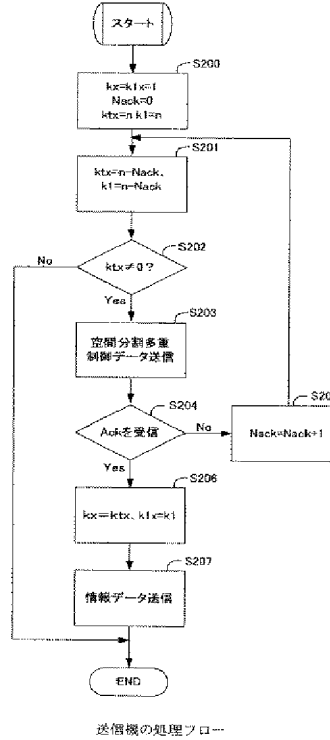
【符号の説明】

- 101 送信データ生成部
- 102 空間分割多重制御データ生成部
- 103 送信制御回路
- 104A、104B OFDM信号生成部
- 105A、105B RF部
- 106A、106B アンテナ
- 301A、301B アンテナ
- 302A、302B RF部
- 303A、303B OFDM信号受信回路
- 304 空間分割多重制御データ解析回路
- 305 受信制御回路
- 306 SDM処理部
- 307 受信データ処理部

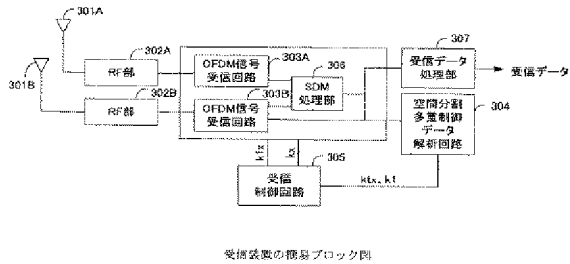
【図 1】



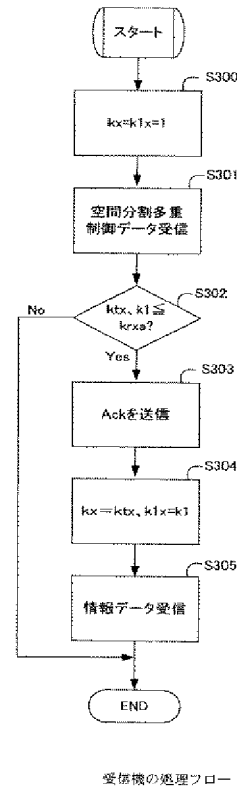
【図 2】



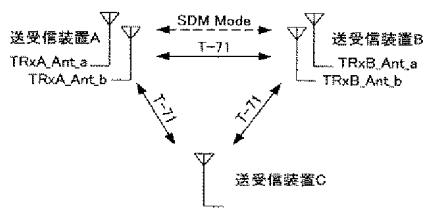
【図 3】



【図 4】



【図 5】



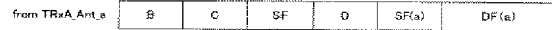
実施例 2 における端末の構成図

【図 6】



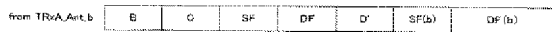
実施例 2、3 におけるパケット構成の 1 例

【図 8】



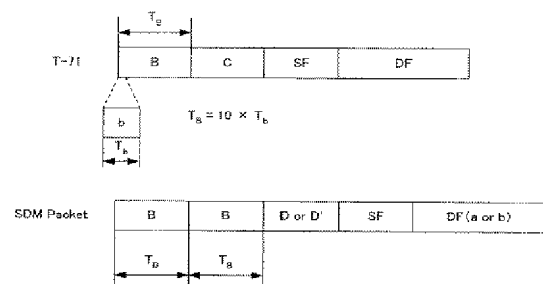
実施例 4 におけるパケット構成の 1 例

【図 9】



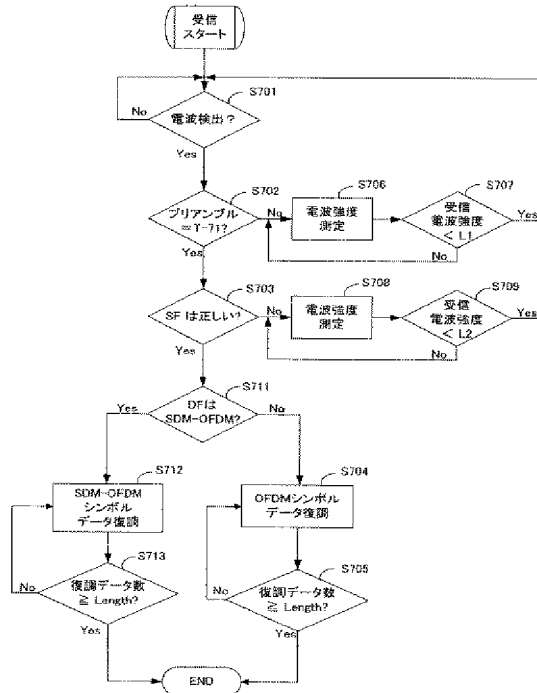
実施例 5 におけるパケット構成の 1 例

【図 10】



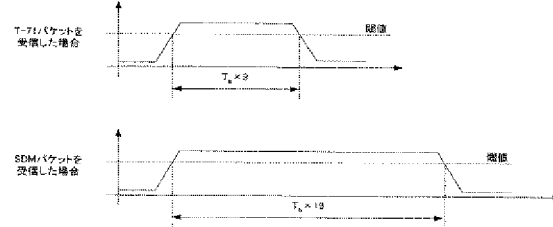
ARIB-STD T-71 仕様のプリアンブルと実施例 6 におけるパケット構成の 1 例

【図 7】



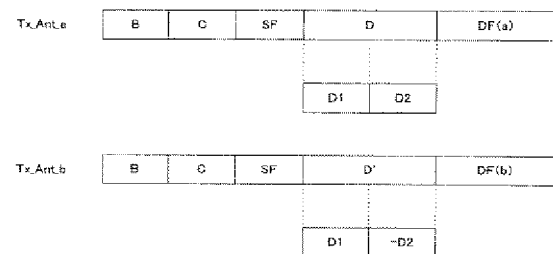
実施例 2、3 における受信装置の処理フロー

【図 11】



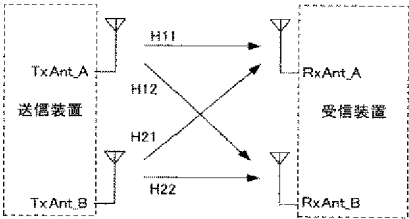
実施例 6 におけるプリアンブルを受信した時の相関器の出力波形イメージ

【図 12】



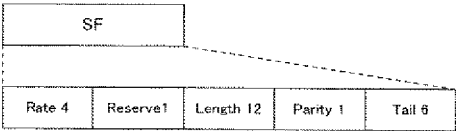
実施例 7 におけるパケット構成の 1 例

【図 1 3】



従来例におけるシステム概念図

【図 1 6】



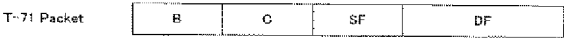
ARIB-STD T-71 仕様のパケットにおけるシグナルフィールドの詳細

【図 1 4】



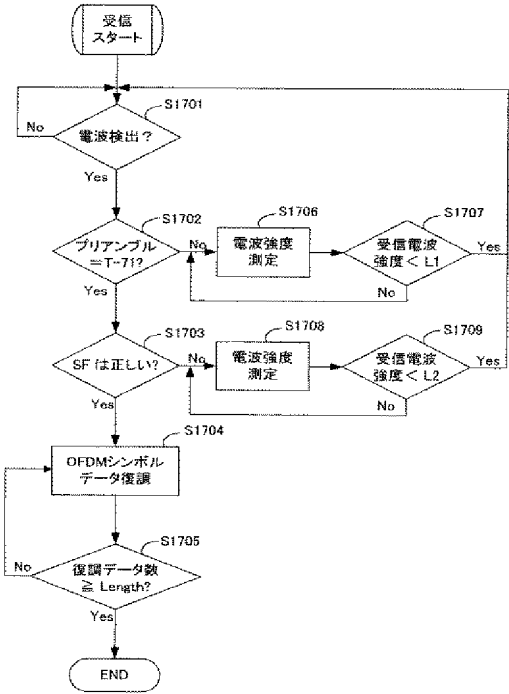
従来例におけるパケットフォーマット

【図 1 5】



ARIB-STD T-71 仕様のパケット構成

【図 1 7】



ARIB-STD T-71 仕様における一般的な受信装置の処理フロー

フロントページの続き

(72)発明者 白川 淳

大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号 シャープ株式会社内

(72)発明者 岡本 直樹

大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号 シャープ株式会社内

(72)発明者 末竹 弘泰

大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号 シャープ株式会社内

F ターム(参考) 5K022 FF00

5K067 AA02 BB21 CC24 HH21 KK03

【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載

【部門区分】第7部門第3区分

【発行日】平成18年8月3日(2006.8.3)

【公開番号】特開2004-297172(P2004-297172A)

【公開日】平成16年10月21日(2004.10.21)

【年通号数】公開・登録公報2004-041

【出願番号】特願2003-83429(P2003-83429)

【国際特許分類】

H 0 4 J 15/00 (2006.01)

H 0 4 B 7/26 (2006.01)

【F I】

H 0 4 J 15/00

H 0 4 B 7/26 C

【手続補正書】

【提出日】平成18年6月15日(2006.6.15)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数のアンテナを備え、アンテナ毎に異なるデータを送信することができる空間分割多重無線送信装置であって、

空間分割多重制御に必要な空間分割多重制御データを生成する空間分割多重制御データ生成部を備え、

前記空間分割多重制御データを、送信装置が使用されるシステムで決定される空間多重数（データ系列数）を用いて送信することを特徴とする送信装置。

【請求項2】 前記空間分割多重制御データには、少なくともアンテナ数と空間多重数（データ系列数）とが含まれ、

前記システムで決定される空間多重数（データ系列数）は1であることを特徴とする請求項1に記載の送信装置。

【請求項3】 請求項1又は2に記載の送信装置から無線送信されたデータを受信可能な受信装置であって、

受信したデータに含まれる前記空間分割多重制御データから、前記送信装置が送信に用いた空間多重数（データ系列数）を取得し、該空間多重数に基づいてデータを受信可能かどうかの判別を行う手段を備えた受信装置。

【請求項4】 複数のアンテナを備え、アンテナ毎に異なるデータを送信することができる空間分割多重無線送信装置であって、

1つのアンテナあるいは複数のアンテナから同一のデータを送信する第1の期間と、全てのアンテナから異なるデータを送信する第2の期間と、を切り替えてデータを送信する手段を有し、

さらに、前記第2の期間の空間分割多重制御データを生成する空間分割多重制御データ生成部を有し、

前記第1の期間に、前記空間分割多重制御データを送信することを特徴とする送信装置。

【請求項5】 請求項4に記載の送信装置から無線送信されたデータを受信可能な受信装置であって、

前記第1の期間に受信したデータに含まれる前記空間分割多重制御データを復調し、前

記空間分割多重制御データから前記第 2 の期間の復調方式を決定し、データの復調を行うことを特徴とする受信装置。

JP2004535694

PUB DATE: 2004-11-25

APPLICANT: QUALCOMM Incorporated

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

WO02062002

PUB DATE: 2002-08-08

APPLICANT: QUALCOMM INC [US]

CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

Page bookmark JP 2004535694 (A) - CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

Publication date: 2004-11-25

Inventor(s):

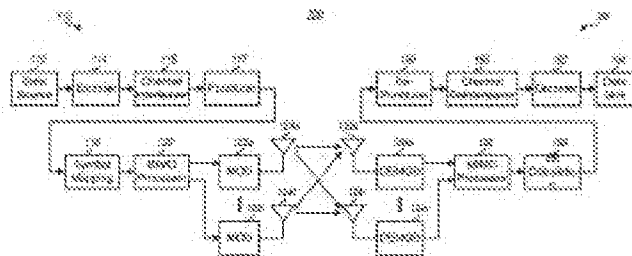
Applicant(s): QUALCOMM Incorporated

- H04B7/04; H04J11/00; H04J99/00; H04L1/00; H04L27/26; (IPC1-international: 7): H04J11/00; H04J15/00

Classification: H04B7/04M1; H04B7/06C1F1Q; H04L1/00A5; H04L1/00B3;
- European: H04L1/00B5E5; H04L1/00B7K3; H04L1/00B7R1; H04L1/00B7V;
H04L5/00C4A; H04L5/00C7A

Application number: JP20020561419T 20020123

Priority number(s): US20010776073 20010201; WO2002US02143 20020123



Abstract not available for JP 2004535694 (A)

Abstract of corresponding document: WO 02062002 (A1)

Coding techniques for a (e.g., OFDM) communication system capable of transmitting data on a number of transmission channels at different information bit rates based on the channels' achieved SNR. A base code is used in combination with common or variable puncturing to achieve different coding rates required by transmission channels. The data (i.e., information bits) for a data transmission is encoded with the base code, and the coded bits for each channel (or group of channels with the similar transmission capabilities) are punctured to achieve the required coding rate. The coded bits may be interleaved (e.g., to combat fading and remove correlation between coded bits in each modulation symbol) prior to puncturing. The unpunctured codes bits are grouped into non-binary symbols (e.g., using Gray mapping). The modulation symbol may be preconditioned and prior to transmission.

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表2004-535694

(P2004-535694A)

(43) 公表日 平成16年11月25日 (2004. 11. 25)

(51) Int. Cl. ⁷

F 1

テーマコード (参考)

H 0 4 J 11/00

H 0 4 J 11/00

Z

5 K 0 2 2

H 0 4 J 15/00

H 0 4 J 15/00

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 82 頁)

(21) 出願番号 特願2002-561419 (P2002-561419)
 (86) (22) 出願日 平成14年1月23日 (2002. 1. 23)
 (85) 翻訳文提出日 平成15年8月1日 (2003. 8. 1)
 (86) 国際出願番号 PCT/US2002/002143
 (87) 国際公開番号 WO2002/062002
 (87) 国際公開日 平成14年8月8日 (2002. 8. 8)
 (31) 優先権主張番号 09/776, 073
 (32) 優先日 平成13年2月1日 (2001. 2. 1)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 595020643
 クアアルコム・インコーポレイテッド
 QUALCOMM INCORPORATED
 アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
 121-1714、サン・ディエゴ、モア
 ハウス・ドライブ 5775
 (74) 代理人 100058479
 弁理士 鈴江 武彦
 (74) 代理人 100091351
 弁理士 河野 哲
 (74) 代理人 100088683
 弁理士 中村 誠
 (74) 代理人 100109830
 弁理士 福原 淑弘

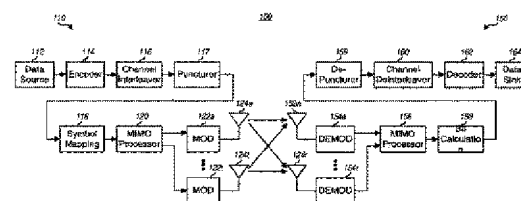
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線通信システムのための符号化方式

(57) 【要約】

多数の伝送チャンネル上で、チャンネルの達成されたS N Rに基づく異なる情報ビットレートでデータを伝送できる通信システム (例えば、OFDM通信システム) のための符号化技術。基礎符号を、共通の、または可変のパンクチャリングと組合せて使用して、伝送チャンネルによって要求される異なる符号化レートを実現する。データ伝送のためのデータ (すなわち、情報ビット) を基礎符号で符号化し、各チャンネルに対する符号化されたビット (または同等の伝送能力を備えたチャンネルのグループ) にパンクチャして、必要な符号化レートを達成する。符号化されたビットは、パンクチャリングする前に、(例えば、フェージングを抑制し、各変調記号内の符号化されたビット間の相関関係を取り除くために) インターリーブしてもよい。パンクチャされていない符号ビットは、(例えば、グレイマッピングを使用して) 非二値記号へまとめられる。変調記号は、伝送前に、事前調整してもよい。

【選択図】 図 1



【特許請求の範囲】**【請求項1】**

無線通信システムにおいて、複数の伝送チャンネル上で伝送するデータを準備するための方法であって、各伝送チャンネルは、各変調記号系列を伝送するように動作可能であり、各伝送チャンネルによって支援される1変調記号に対する情報ビット数を判断することと

、各伝送チャンネルの変調方式を識別して、1変調記号に対する判断された数の情報ビットを支援することと、

1変調記号に対する判断された数の情報ビットと、伝送チャンネルに対する識別された変調方式とに少なくとも基づいて、各伝送チャンネルの符号化レートを判断して、少なくとも2本の伝送チャンネルを異なる符号化レートと関係付けることと、

特定の符号化方式にしたがって複数の情報ビットを符号化して、複数の符号化されたビットを供給することと、

特定のバンクチャリング方式にしたがって複数の符号化されたビットをバンクチャして、多数のバンクチャされていない符号化されたビットを複数の伝送チャンネルへ供給することと、

少なくとも2本の伝送チャンネルに対して異なる符号化レートを実現するようにバンクチャリングを調節することが含まれる方法。

【請求項2】

無線通信システムが、複数の送信アンテナと複数の受信アンテナとを有する多重入力多重出力 (multiple-input multiple-output, MIMO) システムである請求項1記載の方法。

【請求項3】

無線通信システムが、直交周波数分割変調 (orthogonal frequency division modulation, OFDM) 通信システムである請求項1記載の方法。

【請求項4】

OFDM通信システムが、複数の送信アンテナと複数の受信アンテナとを有する多重入力多重出力 (MIMO) システムとして動作する請求項3記載の方法。

【請求項5】

OFDMシステムが複数の周波数サブチャンネル上でデータを伝送するように動作し、各伝送チャンネルがOFDMシステム内の周波数サブチャンネルの空間サブチャンネルに対応する請求項4記載の方法。

【請求項6】

バンクチャリングが、複数の伝送チャンネルの伝送能力に基づいている請求項1記載の方法。

【請求項7】

伝送能力が、複数の伝送チャンネルから求められるチャンネル状態情報 (channel state information, CSI) から判断される請求項6記載の方法。

【請求項8】

CSIには、複数の伝送チャンネルの信号対雑音比 (signal-to-noise ratio, SNR) 情報が含まれる請求項7記載の方法。

【請求項9】

CSIには、送信アンテナから受信アンテナへの伝送特徴に関する情報が含まれる請求項7記載の方法。

【請求項10】

CSIには、送信アンテナから受信アンテナへの伝送特徴に関する固有モード情報が含まれる請求項7記載の方法。

【請求項11】

同等の伝送能力を有する伝送チャンネルをセグメントにまとめて、各セグメントごとに、バンクチャリングを行なうことがさらに含まれる請求項6記載の方法。

【請求項12】

1 グループの符号化されたビットを各セグメントへ割り当てて、各セグメントに割り当てられた符号化されたビットのグループに対して、パンクチャリングを行うことがさらに含まれる請求項 1 記載の方法。

【請求項13】

各セグメントには、特定の S N R の範囲内の S N R を有する伝送チャンネルが含まれる請求項 1 記載の方法。

【請求項14】

ターボ符号を介して、符号化を達成する請求項 1 記載の方法。

【請求項15】

符号化により、複数の情報ビットに対する複数のテールおよびパリティビットを供給し、複数のテールおよびパリティビットに対してパンクチャリングを行なう請求項 1 4 記載の方法。

【請求項16】

パンクチャリングを行って、パンクチャされていないテールおよびパリティビットが複数の情報ビット上にほぼ均等に分散される請求項 1 4 記載の方法。

【請求項17】

ターボ符号には、2つのテールおよびパリティビットを供給するように動作する2つの構成符号が含まれていて、パンクチャリングを行って、ほぼ同数のテールおよびパリティビットを、テールおよびパリティビットの2本のストリームから削除する請求項 1 4 記載の方法。

【請求項18】

n を、伝送チャンネルによって支援される 1 変調記号に対する情報ビット数として、各伝送チャンネルごとの符号化レートを $n / (n + 1)$ 以上、 $n / (n + 2)$ 以下になるように選択する請求項 1 記載の方法。

【請求項19】

各伝送チャンネルに対する符号化レートが、 $1 / 2$ 以上である請求項 1 記載の方法。

【請求項20】

畳込み符号によって符号化を達成する請求項 1 記載の方法。

【請求項21】

ブロック符号によって符号化を達成する請求項 1 記載の方法。

【請求項22】

複数の伝送チャンネルにおいて使用可能であるが、埋められていないビット位置を埋めるようにパディングビットを挿入することがさらに含まれる請求項 1 記載の方法。

【請求項23】

複数の伝送チャンネルにおいて、使用可能であるが、埋められていないビット位置を埋めるように、符号化されたビットの少なくとも一部を反復することがさらに含まれる請求項 1 記載の方法。

【請求項24】

複数の符号化されたビットをインターリーブすることがさらに含まれる請求項 1 記載の方法。

【請求項25】

インターリーブされた符号化されたビットに対して、パンクチャリングを行う請求項 2 4 記載の方法。

【請求項26】

2つの構成符号が構成されているターボ符号によって符号化を達成し、複数の情報ビット、第1の構成符号からの複数のテールおよびパリティビット、第2の構成符号からの複数のテールおよびパリティビットを、別々にインターリーブする請求項 2 4 記載の方法。

【請求項27】

複数の伝送チャンネルに対して非二値記号を形成し、

各非二値記号には、パンクチャされていない符号化されたビットのグループが構成されていることと、

各非二値記号を各変調記号へマップすることとがさらに含まれている請求項 1 記載の方法。

【請求項28】

複数の符号化されたビットをインターリーブして、
インターリーブされた符号化されたビットから、非二値記号を形成することがさらに含まれる請求項 2 7 記載の方法。

【請求項29】

各伝送チャンネルの変調方式が、複数の点を有する各信号配列と関係付けられ、各変調記号が、変調方式の信号配列内の特定の点を表わす請求項 2 7 記載の方法。

【請求項30】

各信号配列内の複数の点が、特定のグレイマッピング方式に基づく値を割り当てられる請求項 2 9 記載の方法。

【請求項31】

値を、各信号配列内の複数の点に割り当てて、信号配列内の隣り合う点の値が、1 ビット位置分、異なるようにする請求項 3 0 記載の方法。

【請求項32】

1 変調記号に対する情報ビット数の判断と、変調方式の識別と、符号化レートの判断とを反復することによって、複数の伝送チャンネルの変化に適應することがさらに含まれる請求項 1 記載の方法。

【請求項33】

各伝送チャンネルの変調方式が、1 変調記号に対して 2 以上の符号化されたビットの伝送を支援する請求項 1 記載の方法。

【請求項34】

複数の伝送チャンネル上での伝送が、単一受信者の受信デバイスを意図されている請求項 1 記載の方法。

【請求項35】

直交周波数分割変調 (OFDM) 通信システムにおいて、複数の伝送チャンネル上で伝送するデータを準備するための方法であって、各伝送チャンネルが、各変調記号系列を伝送するように動作し、

各伝送チャンネルによって支援される 1 変調記号に対する情報ビット数を判断することと、

各伝送チャンネルの変調方式を識別して、1 変調記号に対する判断された数の情報ビットを支援することと、

1 変調記号に対する判断された数の情報ビットと、伝送チャンネルに対する識別された変調方式とに少なくとも基づいて、各伝送チャンネルの符号化レートを判断して、少なくとも 2 本の伝送チャンネルを異なる符号化レートと関係付けることと、

特定のターボ符号にしたがって複数の情報ビットを符号化して、複数のテールおよびパリティビットを供給することと、

特定のインターリーブ方式にしたがって、複数の情報ビットと、テールおよびパリティビットとをインターリーブすることと、

特定のパンクチャリング方式にしたがって、複数のインターリーブされたビットをパンクチャして、多数のパンクチャされていない符号化されたビットを複数の伝送チャンネルに供給して、少なくとも 2 本の伝送チャンネルに対して異なる符号化レートを達成するようにパンクチャリングを調整することと、

複数の伝送チャンネルに対して非二値記号を形成して、各非二値記号に、パンクチャされていない符号化されたビットのグループが収められるようすることと、

各非二値記号を各変調記号へマップすることとが含まれる方法。

【請求項36】

複数の伝送チャンネル上でデータを伝送するように動作する無線通信システムであって、各伝送チャンネルを使用して、各変調記号系列を伝送し、符号器であって、特定の符号化方式にしたがって複数の情報ビットを符号化して、複数の符号化されたビットを供給し、かつ特定のバンクチャリング方式にしたがって複数の符号化されたビットをバンクチャして、多数のバンクチャされていない符号化されたビットを複数の伝送チャンネルへ供給し；各伝送チャンネルは、伝送チャンネルに対して選択された特定の変調方式によって、1変調記号に対する特定数の情報ビットを伝送することができ、さらに加えて、各伝送チャンネルは、伝送チャンネルおよび変調方式によって支援される1変調記号に対する情報ビット数に少なくとも依存する特定の符号化レートに関係付けられていて、少なくとも2本の伝送チャンネルは、異なる符号化レートと関係付けられていて、符号器が、少なくとも2本の伝送チャンネルに対する異なる符号化レートを実現するようにバンクチャリングを調節するように構成されている符号器が構成されている無線通信システム。

【請求項37】

符号器に接続され、かつ複数の符号化されたビットをインターリーブするように構成されているチャンネルインターリーバがさらに構成されていて、符号器が、インターリーブされたビットをバンクチャするように構成されている請求項36記載のシステム。

【請求項38】

チャンネルインターリーバに接続された記号マッピング素子であって、複数の伝送チャンネルに対して非二値記号を形成し、バンクチャされていない符号化されたビットのグループが収められている各非二値記号を、各変調記号へマップする記号マッピング素子がさらに構成されている請求項37記載のシステム。

【請求項39】

記号マッピング素子に接続され、複数の伝送チャンネルの変調記号を事前調整して、多重入力多重出力（MIMO）伝送を実行するように構成されている信号プロセッサがさらに構成されている請求項38記載のシステム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、データ通信に関する。とくに、本発明は、異なる伝送能力を有する多数の伝送チャンネル上で伝送するデータを符号化するための新規で、融通性のある、効率的な符号化方式に関する。

【背景技術】

【0002】

無線通信システムは、音声、データ、等のような種々のタイプの通信を提供するために、広く配備されている。これらのシステムは、符号分割多重アクセス（code division multiple access, CDMA）、時分割多重アクセス（time division multiple access, TDMA）、直交周波数分割変調（orthogonal frequency division modulation, OFDM）、または他の変調技術に基づいている。いくつかのチャンネル環境では、OFDMシステムが高い性能を有する。

【0003】

OFDMシステムでは、動作周波数バンドは、多数の“周波数サブチャンネル”、すなわち周波数ビンへ効率的に分割される。各サブチャンネルは、データを変調する各サブキャリアと関係付けられていて、独立の“伝送チャンネル”と考えられる。一般に、伝送されるデータ（すなわち、情報ビット）を特定の符号化方式で符号化して、符号化されたビットを生成する。高度の変調方式（例えば、QPSK、QAM、など）では、符号化されたビットは非二値記号へまとめられ、サブキャリアを変調するのに使用される。

【0004】

OFDMシステムの周波数サブチャンネルは、異なるリンク状態（例えば、異なるフェー

ジングおよびマルチパスの影響)を経ると、信号対雑音および干渉比 (signal-to-noise-plus-interference ratio, SNR) が異なる。したがって、個々の性能レベルにおいて各サブチャンネル上で伝送される1変調記号に対する情報ビット数(すなわち、情報ビットレート)は、サブチャンネルごとに異なる。さらに加えて、一般に、リンク状態は時間にしたがって変化する。その結果、サブチャンネルにおいて支援されるビットレートも、時間にしたがって変化する。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

周波数サブチャンネルの伝送能力が異なることと、能力が時間にしたがって変化する事により、サブチャンネルに必要な符号化されたビットを得るために、支援される情報ビット数/変調記号を符号化できる効率的な符号化方式を用意することが困難になった。

【0006】

したがって、多数のサブチャンネル上で伝送するデータを符号化するのに使用される高性能で、効率的で、融通性のある符号化方式が、非常に求められている。

【課題を解決するための手段】

【0007】

【発明の効果】

【0008】

本発明の種々の態様では、多数の“伝送チャンネル”上で、チャンネルで実現したSNRに基づく異なる情報ビットレートで、データを伝送できる通信システムのための効率的で効果的な符号化技術を与えている。多数の符号化/バンクチャリング方式を使用して、必要な符号化されたビット(すなわち、ターボ符号が使用される場合は、情報、テール、パリティビット)を生成する。第1の符号化/バンクチャリング方式では、全ての伝送チャンネル(例えば、別途記載するように、多重入力/多重出力アンテナ(multiple input/multiple output antenna, MIMO)を備えた、OFDMシステムにおける全ての周波数サブチャンネル、またはOFDMシステムにおける全ての周波数サブチャンネルの空間サブチャンネル)において、特定の基礎符号および共通のバンクチャリングを使用する。第2の符号化/バンクチャリング方式では、伝送チャンネルにおいて、同じ基礎符号であるが、可変のバンクチャリングを使用する。可変のバンクチャリングを使用して、伝送チャンネルに対して異なる符号化レートを与えることができる。各伝送チャンネルの符号化レートは、チャンネルに対して選択された情報ビットレートおよび変調方式に依存する。

【0009】

本発明の実施形態では、通信システム、例えば直交周波数分割変調(orthogonal frequency division modulation, OFDM)システム内の多数の伝送チャンネル上で伝送するデータを用意するための方法を提供する。各伝送チャンネルは、各変調記号系列を伝送するように動作することができる。この方法にしたがうと、各伝送チャンネルによって支援される1変調記号に対する情報ビット数は、(例えば、チャンネルのSNRに基づいて)判断される。次に、変調方式を各伝送チャンネルごとに識別し、1変調記号に対する判断された数の情報ビットを支援する。1変調記号に対する支援される情報ビット数と、識別された変調方式とに基づいて、各伝送チャンネルの符号化レートを判断する。少なくとも2本の伝送チャンネルは、伝送能力が異なるために、異なる符号化レートと関係付けられる。

【0010】

その後で、特定の符号化方式にしたがって、多数の情報ビットを符号化して、多数の符号化されたビットを得る。ターボ符号を使用する場合は、情報ビットに対して、多数のテールおよびパリティビットを生成する(符号化されたビットには、情報ビット、テールビット、およびパリティビットが含まれる)。符号化されたビットは、特定のインターリーブ方式にしたがってインターリーブされる。構成を簡単にするために、バンクチャリングの前に、インターリーブを行ってもよい。次に、特定のバンクチャリング方式にしたがって、符号化されたビット(例えば、ターボ符号が使用される場合は、テールおよび

パリティビット)をパンクチャして、多数のパンクチャされていない符号化されたビットを送信チャンネルに与える。パンクチャリングを調節して、送信チャンネルに必要な異なる符号化レートを実現する。その代りに、インターリーブングの前に、パンクチャリングを行ってもよい。

【0011】

次に、送信チャンネルごとに、非二値記号を生成する。各非二値記号には、インターリーブされて、パンクチャされていない符号化されたビットのグループが含まれ、各変調記号にマップされる。各非二値記号内の特定数の符号化されたビットは、チャンネルの変調方式に依存する。別途記載するように、多重入力多重出力(MIMO)システムでは、各周波数サブチャンネルの多数の空間サブチャンネル上で伝送でき、各周波数サブチャンネルの変調記号は、伝送前に事前調整される。

【0012】

別途詳しく記載するように、本発明は、本発明の種々の態様、実施形態、および特徴が構成されている方法およびシステムの要素を提供する。

本発明の、特徴、性質、および長所は、別途記載する詳細な説明を、図面と共に参照することによって、一致する参照符号により全体的に対応して同定され、より明らかになるであろう。

【発明を実施するための最良の形態】

【0013】

【実施例】

【0014】

図1は、本発明の種々の態様および実施形態を実行することができる多重入力多重出力(multiple-input multiple-output, MIMO)通信システム100の図である。通信システム100は、本明細書に記載されている符号化方式を実行するように設計することができる。システム100は、アンテナ、周波数、および時間のダイバーシティの組合せを用いて、スペクトル効率を向上し、性能を改良し、融通性を高めるように動作することもできる。向上したスペクトル効率は、使用可能なシステムのバンド幅をよりよく利用できる時と場所において、ビット/秒/ヘルツ(bit per second per Hertz, bps/Hz)における伝送能力がより高いことを特徴とする。性能の向上は、例えば、所与のリンクの信号対雑音および干渉比(signal-to-noise-plus-interference, SNR)に対する、ビット誤り率(bit-error-rate, BER)またはフレーム誤り率(frame-error-rate, FER)がより低くなることによって量子化される。高められた融通性は、種々の、一般に全く異なる要件を有する多数のユーザに適應する能力によって特徴付けられる。これらの目標の一部は、高性能で効率的な符号化方式、マルチキャリア変調、時分割多重化(time division multiplexing, TDM)、多数の送信アンテナおよび/または受信アンテナ、他の技術、あるいはその組合せを用いることによって実現する。本発明の特徴、態様、および長所については、さらに詳しく別途記載する。

【0015】

図1に示されているように、通信システム100には第1のシステム110および第2のシステム150が構成されていて、第1のシステム110は、第2のシステム150と通信する。システム110内では、データ源112は、データ(すなわち、情報ビット)を符号器114へ供給し、符号器114は特定の符号化方式にしたがってデータを符号化する。符号化により、データ伝送の信頼性が向上する。次に、符号化されたビットは、チャンネルインターリーブ116へ供給され、特定のインターリーブ方式にしたがってインターリーブ(すなわち、順序変更)される。インターリーブングして、符号化されたビットに時間および周波数のダイバーシティを行い、データ伝送に使用されるサブチャンネルの平均SNRに基づいてデータを伝送し、フェージングを抑制し、さらに加えて、使用する符号化されたビット間の相関関係を取り除いて、各変調記号を形成する。次に、インターリーブされたビットをパンクチャ(すなわち、削除)して、必要数の符号化されたビットを用意する。符号化、チャンネルインターリーブング、およびパンクチャリングについては、さらに詳しく別途記

載する。バンクチャされていない符号化されたビットは、記号マッピング素子118へ供給される。

【0016】

OFDMシステムでは、動作周波数バンドは、多数の“周波数サブチャンネル”（すなわち、周波数ビン）へ効率的に分割される。各“時間スロット”（すなわち、周波数サブチャンネルのバンド幅に依存する特定の時間間隔）において、各周波数サブチャンネル上で、“変調記号”が伝送される。さらに詳しく別途記載されているように、OFDMシステムは、MIMOモードで動作し、MIMOモードでは、多数（ N_T ）の送信アンテナおよび多数（ N_R ）の受信アンテナをデータ伝送に使用する。MIMOチャンネルは、 $N_C \leq N_T$ および $N_C \leq N_R$ として、 N_C 本の独立チャンネルへ分解される。各 N_C 本の独立チャンネルは、MIMOチャンネルの“空間サブチャンネル”とも呼ばれ、これは、次元に対応する。MIMOモードでは、より高い次元が実現し、各時間スロットにおいて、 N_C 個の変調記号が、各周波数サブチャンネルの N_C 本の空間のサブチャンネル上を伝送される。OFDMシステムが、MIMOモード以外で動作するときは、空間のサブチャンネルは1本のみである。各周波数サブチャンネル／空間サブチャンネルも“伝送チャンネル”と呼ばれる。MIMOモードおよび空間サブチャンネルについては、さらに詳しく別途記載する。

【0017】

特定の動作レベルにおいて各変調記号ごとに送られる情報ビット数は、伝送チャンネルのSNRに依存する。各伝送チャンネルでは、記号マッピング素子118は、1組のバンクチャされていない符号化されたビットをまとめて、その伝送チャンネルの非二値記号を形成する。次に、非二値記号は変調記号へマップされ、変調記号は、伝送チャンネルに対して選択された変調方式に対応する信号配列内の点を表わす。データ伝送に使用される全伝送チャンネルおよび各時間スロットに対して、ビットのグループ化および符号のマッピングが行われる。全伝送チャンネルの変調記号は、MIMOプロセッサ120へ供給される。

【0018】

（実行される場合は）実行される特定の“空間”ダイバーシティに依存して、MIMOプロセッサ120は、受信した変調記号をデマルチプレックスし、事前調整し、結合する。MIMO処理については、さらに詳しく別途記載する。各送信アンテナでは、MIMOプロセッサ120は、1時間スロットに1ベクトルから成る、変調記号ベクトルのストリームを供給する。各変調記号ベクトルには、所与の時間スロットごとの全周波数サブチャンネルの変調記号が含まれている。変調記号ベクトルの各ストリームは、それぞれの変調器（modulator, MOD）122によって受信されて、変調され、関係するアンテナ124を介して伝送される。

【0019】

図1に示されている実施形態では、受信システム150には、多数の受信アンテナ152が構成されていて、受信アンテナ152は送られた信号を受信して、受信した信号を各復調器（demodulator, DEMOD）154へ供給する。各復調器154は、変調器122において実行される処理に対応する処理を行なう。全復調器154からの復調符号は、MIMOプロセッサ156へ供給され、MIMOプロセッサ120において行われた処理を相補するやり方で処理される。伝送チャンネルの受信記号は、ビット計算ユニット158へ供給され、ビット計算ユニット158は、記号マッピング素子118によって実行された処理を相補する処理を行ない、受信ビットを示す値を供給する。デバンクチャ装置159は、消去（例えば、ゼロ値）を、システム110においてバンクチャされた符号化されたビットに挿入する。デバンクチャされた値は、チャンネルデインターリーブ160によってデインターリーブされ、復号器162によって復号化され、復号化されたビットを生成し、復号化されたビットは、データシンク164へ供給される。チャンネルのデインターリーブ、デバンクチャリング、および復号化は、送信機におけるチャンネルのインターリーブ、バンクチャリング、および符号化と相補するものである。

【0020】

図2は、MIMOシステム内の N_T 本中の1本の送信アンテナからのOFDM伝送をグラフで示している。図2において、水平方向の軸は時間を表わし、垂直方向の軸は周波数を表わす。この特定の例では、伝送チャンネルには、16本の周波数サブチャンネルが構成されていて、伝送チャンネルは、OFDMの記号系列を伝送するのに使用され、各OFDMの記号は、全16本の周波数サブチャンネルをカバーする。時分割多重化 (time division multiplexing, TDM) 構造も示されており、TDM構造では、データ伝送を時間スロットへ分割し、各時間スロットは特定の継続時間を有する。図2に示されている例では、時間スロットは、1変調記号の長さに等しい。

【0021】

使用可能な周波数サブチャンネルを使用して、シグナリング、音声、パケットデータ、などを伝送してもよい。図2に示されている特定の例では、時間スロット1の変調記号は、パイロットデータに対応し、パイロットデータは定期的に伝送され、受信機ユニットが同期して、チャンネル推定を行うのを支援する。時間および周波数上にパイロットデータを分配するための他の技術も使用される。パイロット変調記号は、通常は、特定のレートで伝送され、このレートは、普通は、通信リンクにおける変化を正確に追跡するのに十分な速さになるように選択される。

【0022】

パイロット伝送に使用されない時間スロットを使用して、種々のタイプのデータを伝送することができる。例えば、周波数サブチャンネル1は制御データを、周波数サブチャンネル2は同報通信データを、受信機ユニットへ伝送するために確保されている。これらのサブチャンネル上のデータは、一般に、全受信機ユニットによって受信されることを意図されている。しかしながら、制御チャンネル上のメッセージの一部はユーザ別であり、それに応じて符号化される。

【0023】

音声データおよびパケットデータは、残りの周波数サブチャンネルにおいて伝送される。図示されている例では、サブチャンネル3は、時間スロット2ないし9において音声呼1に使用され、サブチャンネル4は、時間スロット2ないし9において音声呼2に使用され、サブチャンネル5は、時間スロット5ないし9において音声呼3に使用され、サブチャンネル6は、時間スロット7ないし9において音声呼5に使用される。

【0024】

残りの使用可能な周波数サブチャンネルおよび時間スロットは、トラヒックデータを伝送するのに使用される。特定のデータが、多数のサブチャンネルまたは多数の時間スロット、あるいはこの両者において伝送されることもあり、多数のデータが、特定の時間スロット中に伝送されることもある。データは、不連続の時間スロット上で伝送されることもある。

【0025】

図2に示されている例では、データ1の伝送は、時間スロット2において周波数サブチャンネル5ないし16を使用し、時間スロット7においてサブチャンネル7ないし16を使用し、データ2の伝送は、時間スロット3および4においてサブチャンネル5ないし16を使用し、時間スロット5においてサブチャンネル6ないし16を使用し、データ3の伝送は、時間スロット6においてサブチャンネル6ないし16を使用し、データ4の伝送は、時間スロット8においてサブチャンネル7ないし16を使用し、データ5の伝送は、時間スロット9においてサブチャンネル7ないし11を使用し、データ6の伝送は、時間スロット9においてサブチャンネル12ないし16を使用する。データ1ないし6の伝送は、受信機ユニットへのトラヒックデータの伝送を表わす。

【0026】

伝送に融通性を与えて、高い性能および効率を実現するために、各送信アンテナごとの各時間スロットにおける各周波数サブチャンネルを、独立の伝送単位 (変調記号) と考えて、これを使用して、パイロット、シグナリング、同報通信、音声、トラヒックデータ、他のデータタイプ、またはその組み合わせのようなデータタイプを伝送することができる。

別途記載するように、変調記号を独立させることによって、融通性、性能、効率も実現できる。例えば、各変調記号は、特定の時間、周波数、および空間において資源を最適に使用する変調方式（例えば、M-PSK、M-QAM、または他の方式）から生成される。

【0027】

MIMOシステム

地上通信システム（例えば、セルラシステム、同報通信システム、マルチチャネル マルチポイント分配システム（multi-channel multi-point distribution system, MMDS）、など）において、送信機ユニットからのRF変調信号は、多数の伝送経路を経由して受信機ユニットに到達する。伝送経路の特徴は、一般に、多数の要素によって時間にわたって変化する。2本以上の送信または受信アンテナを使用するとき、および送信アンテナと受信アンテナとの間の伝送経路が線形に独立しているとき（すなわち、一方の伝送が他方の伝送の線形の組合せとして形成されないとき）（これらは、一般に、少なくとも一定の範囲において真である）、伝送信号を正しく受信する確率は、アンテナ数が増加するのにわたって高まる。一般に、送信アンテナおよび受信アンテナの数が増加するのにわたって、ダイバーシティは増加し、性能が向上する。

【0028】

図1に示されているようなMIMO通信システムでは、通信リンクの送信端と受信端の両者においてアンテナを用いている。これらの送信アンテナおよび受信アンテナを使用して、種々の形態の“空間ダイバーシティ”（例えば、“送信”ダイバーシティおよび“受信”ダイバーシティ）を供給する。空間ダイバーシティは、多数の送信アンテナと1本以上の受信アンテナとを使用することによって特徴付けられる。送信ダイバーシティは、多数の送信アンテナによってデータを送ることによって特徴付けられる。一般に、送信アンテナから送られたデータに対して、追加の処理を行って、希望のダイバーシティを実現する。例えば、異なる送信アンテナから送られたデータに対して、遅延または時間上の順序変更をし、使用可能な送信アンテナにおいて符号化およびインターリーブする、などである。受信ダイバーシティは、多数の受信アンテナ上で送られた信号を受信することによって特徴付けられ、ダイバーシティは、異なる信号経路を経由した信号を単に受信することによって実現する。

【0029】

空間ダイバーシティは、リンク容量が増加しても、または増加しなくても、通信リンクの信頼性を向上するのに使用される。これは、多数のアンテナを経由して、多数の経路上でデータを送信または受信することによって実現する。空間ダイバーシティは、通信リンクの特徴に基づいて動的に選択を行って、要求される性能を得るものである。より高い程度の空間ダイバーシティは、例えば、幾つかのタイプの通信（例えば、シグナリング）、幾つかのタイプのサービス（例えば、音声）、幾つかの通信リンクの特徴（例えば、低SNR）、または幾つかの他の条件または考慮すべき事項において得られる。

【0030】

希望のダイバーシティを得るために、データを多数のアンテナから、または多数の周波数サブチャネル上で、あるいはこの両者で送ってもよい。例えば、データは、（1）1本のアンテナから1本のサブチャネル上で、（2）多数のアンテナから1本のサブチャネル（例えば、サブチャネル1）上で、（3）全 N_T 本のアンテナから1本のサブチャネル上で、（4）1本のアンテナから1組のサブチャネル（例えば、サブチャネル1および2）上で、（5）多数のアンテナから1組のサブチャネル上で、（6）全 N_T 本のアンテナから1組のサブチャネル上で、または（7）1組のアンテナから1組のチャネル上で（例えば、1時間スロットにおいてアンテナ1および2からサブチャネル1上で、他の時間スロットにおいてアンテナ2からサブチャネル1および2上で、など）伝送される。したがって、サブチャネルおよびアンテナの組合せを使用して、アンテナおよび周波数ダイバーシティを得る。

【0031】

MIMO通信システムでは、多重入力多重出力チャネルは、1組の N_C 本の独立の空間

サブチャンネルへ分解される。このような空間サブチャンネルの数は、送信アンテナ数および受信アンテナ数のより少ない方以下である（すなわち、 $N_C \leq N_T$ および $N_C \leq N_R$ ）。Hが、特定の時間において N_T 本の送信アンテナおよび N_R 本の受信アンテナに対するチャンネル応答を与える $N_R \times N_T$ の行列であって、 \underline{x} がチャンネルへの N_T -ベクトル入力であるとき、受信信号は、次に示す式で表現できる；

$$\underline{y} = H \underline{x} + \underline{n},$$

なお、 \underline{n} は、 N_R -ベクトルは雑音と干渉との和を表わす。1つの実施形態では、チャンネル行列と共役転置（conjugate-transpose）との積によって形成されたエルミート行列の固有ベクトルの分解は、次に示す式で表現できる；

$$H^* H = E \Lambda E^*,$$

なお、符号“*”は共役転置を示し、Eはエルミート行列であり、 Λ は、次元 $N_T \times N_T$ の両者で固有値の対角行列である。

【0032】

送信機は、固有ベクトル行列Eを使用して、1組の N_T 個の変調記号bを変換する（すなわち、事前調整する）。 N_T 本の送信アンテナからの送信された変調記号は、次に示す式で表現できる；

$$\underline{x} = E \underline{b}.$$

全てのアンテナでは、次に示す行列乗算演算によって、変調記号の事前調整を実現することができる。

【0033】

【数1】

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} & \dots & e_{1N_T} \\ e_{21} & e_{22} & \dots & e_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_T1} & e_{N_T2} & \dots & e_{N_TN_T} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_T} \end{bmatrix} \quad \text{式 (1)}$$

b_1, b_2, \dots および b_{N_T} は、それぞれ、送信アンテナ 1, 2, ..., N_T における特定の周波数サブチャンネルの変調記号を表わし、各変調記号は、別途記載するように、例えばM-PSK、M-QAM、などを使用して生成することができる；

Eは、送信アンテナから受信アンテナへの伝送特徴に関する固有ベクトルの行列である；

x_1, x_2, \dots, x_{N_T} は、事前調整された変調記号であり、次のように示すことができる；

$$\begin{aligned} x_1 &= b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{1N_T}, \\ x_2 &= b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{2N_T}, \text{ および} \\ x_{N_T} &= b_1 \cdot e_{N_T1} + b_2 \cdot e_{N_T2} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{N_TN_T} \end{aligned}$$

受信記号は、次に示す式で表わすことができる；

$$y = H E \underline{b} + \underline{n}.$$

受信機は、チャンネル整合フィルタ処理を行い、次に正しい固有ベクトルによって乗算す

る。チャンネルー整合ーフィルタ処理の結果は、ベクトル \underline{z} であり、次の式で表現される；

【0034】

【数2】

$$\underline{z} = E^* H^* H E \underline{b} + E^* H^* \underline{n} = \underline{\Lambda} \underline{b} + \underline{\hat{n}}$$

なお、新しいノイズ項は共役を有し、次に示す：

$$E(\underline{\hat{n}} \underline{\hat{n}}^*) = E(E^* H^* \underline{nn}^* H E) = E^* H^* H E = \underline{\Lambda}$$

すなわち、雑音成分は独立していて、かつ固有値によって与えられる変数を有する。 \underline{z} のi番目の成分のSNRは、 λ_i 、すなわち $\underline{\Lambda}$ のi番目の対角成分である。

MIMO処理の実施形態は、2000年5月22日に出願された米国特許出願第09/532,491号（“HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION”）に記載されており、第09/532,491号は本出願の譲受人に譲渡され、本明細書において参考文献として取り上げられている。

【0035】

これらのチャンネルが互いに独立しているときは、上述の実施形態に記載されているMIMOチャンネル内の N_C 本の空間サブチャンネルの各々は、固有モード（eigenmode）とも呼ばれる。MIMOモードでは、各変調記号は、各周波数サブチャンネルにおいて各固有モードで伝送することができる。各SNRは各固有モードごとに異なるので、各固有モードで伝送されるビット数も異なる。既に記載したように、各周波数サブチャンネルの各固有モードも、伝送チャンネルと呼ばれる。

【0036】

他の実施形態では、空間サブチャンネルは、異なるように生成される。例えば、空間サブチャンネルは、1本の送信アンテナから全受信アンテナへの伝送として定義することができる。

ここで使用されているように、MIMOモードには、全チャンネル状態情報（full channel state information, full-CSI）および部分-CSI処理モードが含まれる。全-CSIと部分-CSIの両者において、追加の伝送経路は、空間的に分かれたサブチャンネルによって与えられる。既に記載したように、全-CSI処理は固有モードを使用する。部分-CSI処理では、固有モードを使用せず、各伝送チャンネル（すなわち、受信ダイバーシティポート）ごとに（例えば、逆方向リンク上のフィードバックを介して）送信機ユニットへSNRを供給し、受信したSNRに基づいて符号化することを含む。

【0037】

受信機ユニットにおいて多数の式を使用して、部分-CSIの必要情報を供給する。部分-CSIの必要情報には、この技術において知られているように、ゼロフォーシング（zero-forcing）、チャンネル相関行列反転（channel correlation matrix inversion, CCI）、および最小平均平方誤差（minimum mean square error, MMSE）が含まれる。例えば、非線形のゼロフォーシング（部分-CSI）のMIMOの場合のSNRの導出については、P.W. Wolniansky、他による文献（“V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel”, Proc. IEEE ISSE-98, Pisa, Italy, Sept. 30, 1998）に記載されており、これは、本明細書において参考文献として取り上げられている。MIMOの式からの固有値は、全-CSIの場合の固有モードのSNRに関係する。非-MIMOの場合は、この技術において知られている方法の組合せを使用することができる。

【0038】

各伝送チャンネルは、送信機と受信機の両者に分かっているSNRで関係付けられる。この場合は、対応する伝送チャンネルのSNRに基づいて、各変調記号の変調および符号化

パラメータを判断することができる。これは、使用可能な周波数サブチャネルおよび固有モードを効率的に使用することができる。

【0039】

表1には、情報ビット数、すなわち各変調記号において、種々のSNRの範囲において特定の性能レベル（例えば、1%のフレームエラーレート（frame error rate）、すなわち%FER）で送られる情報ビット数が記載されている。各SNRの範囲において、表1には、そのSNRの範囲で使用するために選択された特定の変調方式、選択された変調方式で各変調記号において伝送される符号化されたビット数、および支援される数の情報ビット／変調記号を与えられたときに、必要な数の符号化されたビット／変調記号を得るのに使用される符号化レートも記載されている。

【0040】

表1には、各SNRの範囲ごとの、変調方式および符号化レートの1つの組合せが記載されている。各伝送チャネルにおいて支援されるビットレートは、符号化レートおよび変調方式の多数の可能な組合せの中の1つを使用して、実現することができる。例えば、1記号に対する1情報ビットは、（1）1／2の符号化レートおよびQPSK変調、（2）1／3の符号化レートおよび8-PSK変調、（3）1／4の符号化レートおよび16-QAM、または（4）符号化レートと変調方式とその他の組合せを使用して、実現することができる。表1では、記載されているSNRの範囲において、1、QPSK、16-QAM、および64-QAMが使用されている。8-PSK、32-QAM、128-QAM、などのような他の変調方式も使用でき、本発明の技術的範囲内である。

【0041】

【表1】

表 1

SNR の範囲	情報ビット数 /記号	変調記号	符号化された ビット数/記号	符号化 レート
1.5 - 4.4	1	QPSK	2	1/2
4.4 - 6.4	1.5	QPSK	2	3/4
6.4 - 8.35	2	16 - QAM	4	1/2
8.35 - 10.4	2.5	16 - QAM	4	5/8
10.4 - 12.3	3	16 - QAM	4	3/4
12.3 - 14.15	3.5	64 - QAM	6	7/12
14.15 - 15.55	4	64 - QAM	6	2/3
15.55 - 17.35	4.5	64 - QAM	6	3/4
>17.35	5	64 - QAM	6	5/6

明らかにするために、本発明の種々の態様は、OFDMシステム、および多くの場合に、MIMOモードで動作するOFDMシステムについて記載されている。しかしながら、本明細書に記載されている符号化および処理技術は、一般に、種々の通信システム、例えば（1）MIMO以外で動作するOFDMシステム、（2）OFDM以外で動作する（すなわち、多数の部分サブチャネルではなく、単一の周波数サブチャネル、すなわち単一のRF搬送波に基づいて動作する）MIMOシステム、（3）OFDMで動作するMIMOシステム、および（4）その他に適用される。OFDMは、単に、広帯域チャネルを、多数の直交周波数サブチャネルへ細分するための1つの技術である。

【0042】

符号化

図3 aは、並列連結された畳込み符号器114xの1つの実施形態のブロック図であり、並列連結された畳込み符号器114xは、しばしばターボ符号器と呼ばれる。ターボ符号器114xは、図1の符号器の順方向誤り訂正 (forward error correction, FEC) 部分の1つの構成を表わして、2本以上の伝送チャンネル上で伝送するデータを符号化するのに使用できる。

【0043】

符号器114における符号化には、誤り訂正符号化、または誤り検出符号化、あるいはこの両者が含まれ、リンクの信頼性を向上するのに使用される。符号化には、例えば、巡回冗長検査 (cyclic redundancy check, CRC) の符号化、畳込み符号化、トレリス符号化、ブロック符号化 (例えば、リードソロモン符号化)、他のタイプの符号化、あるいはこれらの組み合わせが含まれる。無線通信システムでは、パケットデータは、特定のCRC符号で最初に符号化され、CRCビットはデータパケットに付される。追加のオーバーヘッドビットは、データパケットへ付され、フォーマットされたデータパケットを形成し、フォーマットされたデータパケットは、畳込みまたはターボ符号で符号化される。本明細書で使用されているように、“情報ビット”は、畳込みまたはターボ符号器へ供給されるビット (例えば、伝送されたデータビットと、伝送されたビットに誤り検出または訂正の能力を与えるのに使用されるビット) を指す。

【0044】

図3 aに示されているように、ターボ符号器114xには、2つの構成符号器312aおよび312bと、符号インターリーブ314とが構成されている。構成符号器312aは、第1の構成符号にしたがって、情報ビット、xを受信して、符号化し、第1の系列のテールおよびパリティビット、yを生成する。符号インターリーブ314は、情報ビットを受信して、特定のインターリーブ方式にしたがってインターリーブする。構成符号器312bは、第2の構成符号にしたがってインターリーブされたビットを受信して、符号化して、第2の系列のテールおよびパリティビット、zを生成する。符号器312aおよび312bからの情報ビット、テールビット、およびパリティビットは、次の処理要素 (チャンネルインターリーブ116) へ供給される。

【0045】

図3 bは、ターボ符号器114yの1つの実施形態の図であり、これはターボ符号器114xの1つの構成であり、図1の符号器114内でも使用できる。この例では、ターボ符号器114yは、1/3レート (one-third rate) の符号器であり、各情報ビットxに対して、2つのパリティビット、yおよびzを供給する。

【0046】

図3 bに示されている実施形態では、ターボ符号器114yの各構成符号器322は、構成符号に対して次に示す伝達関数を実行する：

【0047】

【数3】

$$G(D) = \left[1 \quad \frac{n(D)}{d(D)} \right],$$

なお

$$n(D) = 1 + D + D^3, \text{ および}$$

$$d(D) = 1 + D^2 + D^3$$

他の構成符号も使用でき、本発明の技術的範囲内である。

各構成符号器322には、多数の直列接続された遅延素子332、多数のモジュロー2加算器334、およびスイッチ336が構成されている。最初に、遅延素子332の状態はゼロに設定されており、スイッチ336はアップ位置である。次に、データパケット内の各情報ビットにおいて、加算器334aは、情報ビットと、加算器334cからの出力ビットとをモジュロー2加算し、その結果を遅延素子332aへ供給する。加算器334bは、加算器334aと、遅延素子332aおよび332cからのビットとをモジュロー2加算し、パリティビットyを供給する。加算器334cは、遅延素子332bおよび332cからのビットをモジュロー2加算する。

【0048】

データパケット内の全部でN個の情報ビットを符号化した後で、スイッチ336はダウン位置へ動かされ、3つのゼロ（“0”）ビットは構成符号器322aへ供給される。次に、構成符号器322aは3つのゼロビットを符号化して、3つのテールの系統的ビットおよび3つのテールパリティビットを供給する。

【0049】

N個の情報ビットの各パケットごとに、構成符号器322aはN個の情報ビットx、第1の3つのテールの系統的ビット、N個のパリティビットy、および第1の3つのテールパリティビットを供給し、構成符号器322bは、第2の3つのテールの系統的ビット、N個のパリティビットz、および最後の3つのテールのパリティビットを供給する。各パケットにおいて、符号器114yでは、符号器322aからはN個の情報ビット、6個のテールの系統的ビット、N+3個のパリティビットを供給し、符号器322bからはN+3個のパリティビットを供給する。

【0050】

符号インターリーバ314は、多数のインターリービング方式の中の1つを実行する。1つの特定のインターリービング方式では、パケット内のN個の情報ビットが、行ごとに、 2^5 行 \times 2^n 列の配列（nは最小の整数であり、 $N \leq 2^5 + n$ である）へ書込まれる。次に、行は、ビット反転の規則にしたがって、再構成される。例えば、1行目（“00001”）は16行目（“10000”）とスワップされ、3行目（“00011”）は24行目（“11000”）とスワップされる、などである。次に各行内のビットは、行別の線形コングルエンシャル系列（linear congruential sequence, LCS）にしたがって置換（すなわち、再配置）される。 k 行目のLCSは、 $x_k(i+1) = \{x_k(i) + c_k\} \bmod 2^n$ （ $i = 0, 1, \dots, 2^n - 1$, $x_k(0) = c_k$ 、および c_k は各行ごとに選択された特定の値であり、かつnの値に依存する）として定められる。各行における置換において、行内のi番目のビットは位置x(i)内に位置する。符号インターリーバ314内のビットは、列ごとに読み出される。

【0051】

上述のLCS符号インターリービング方式は、一緒に譲渡された1998年12月4日に出願された米国特許出願第09/205,511号（“TURBO CODE INTERLEAVER USING LINEAR CONGRUENTI

AL SEQUENCES”)、および “C.S0002-A-1 Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems” (以下では、c d m a 2 0 0 0 標準規格と呼ぶ) にさらに詳しく記載されており、本明細書では、両文献を参考文献として取り上げている。

【0052】

他の符号インターリーブも使用でき、本発明の技術的範囲内である。上述の線形コングルエンシャル系列インターリーブの代わりに、例えば、ランダムインターリーブまたは対称ランダム (symmetrical-random, S-random) インターリーブを使用してもよい。

【0053】

明らかにするために、とくに、ターボ符号に基づくデータ符号化について記載する。他の符号化方式も使用でき、本発明の技術的範囲内である。例えば、データは、畳込み符号；ブロック符号；ブロック符号、畳込み符号、および／またはターボ符号の組合せから構成される連結符号；または他の符号から構成される。データは、“基礎” 符号にしたがって符号化され、その後で、符号化されたビットは、データを伝送するのに使用される伝送チャンネルの能力に基づいて処理 (例えば、パングチャ) される。

【0054】

チャンネルインターリーブング

再び図1を参照すると、符号器114からの符号化されたビットは、チャンネルインターリーブ116によってインターリーブされ、悪い経路の影響 (例えば、フェージング) に対して時間および周波数ダイバーシティを行う。さらに加えて、符号化されたビットは、その後で一緒にまとめられて、非二値記号を形成し、非二値記号は変調記号へマップされるので、インターリーブングにより、各変調記号を形成する符号化されたビットが (一時的に) 互いに近くに位置しないことが保証される。静的な付加のホワイトガウス雑音 (additive white Gaussian noise, AWGN) チャンネルでは、ターボ符号器も用いられるときは、符号インターリーブが同様の機能を効率的に行うので、チャンネルインターリーブングの重要性は低減する。

【0055】

チャンネルインターリーブでは、種々のインターリーブング方式が使用される。1つのインターリーブング方式では、各パケットごとに、符号化されたビット (すなわち、情報、テール、およびパリティビット) がメモリの行へ (線形に) 書き込まれる。各行内のビットは、(1) ビット反転規則、(2) 線形のコングルエンシャル系列 (例えば、上述で、符号インターリーブに関して記載されているもの)、(3) ランダムに生成されたパターン、または (4) 他のやり方で生成された置換パターンに基づいて、置換 (すなわち、再配置) される。行は、特定の行置換パターンにしたがって置換される。置換された符号化されたビットは、各列から検索され、パングチャ装置117へ供給される。

【0056】

1つの実施形態では、チャンネルインターリーブングは、パケット内の各ビットストリームごとに個々に行われる。各パケットごとに、情報ビットx、第1の構成符号器からのテールおよびパリティビットy、および第2の構成符号器からのテールおよびパリティビットzは、3つの別々のインターリーブによってインターリーブされる。3つの別々のインターリーブにおいて用いられるインターリーブング方式は、同じであっても、異なってもよい。この別々のインターリーブングにより、個々のビットストリームに対して融通の利くパングチャリングを行うことができる。

【0057】

希望の時間および周波数のダイバーシティを行うために、インターリーブング間隔を選択する。例えば、特定の時間間隔 (例えば、10ミリ秒、20ミリ秒、またはそれ以外)、または特定数の伝送チャンネル、あるいはこの両者に対して、符号化されたビットをインターリーブしてもよい。

【0058】

パングチャリング

既に記載されているように、OFDM通信システムでは、各変調記号において送られる情

報ビット数は、変調記号を送るのに使用される伝送チャンネルのSNRに依存する。MIMOモードで動作するOFDMシステムでは、各変調記号において送られる情報ビット数は、変調記号を送るのに使用される周波数サブチャンネルおよび空間サブチャンネルのSNRに依存する。

【0059】

本発明の1つの態様にしたがって、多数の符号化／バンクチャリング方式を使用して、伝送するための符号化されたビット（すなわち、情報、テール、およびパリティビット）を生成する。第1の符号化／バンクチャリング方式では、特定の基礎符号および共通のバンクチャリングを全ての伝送チャンネルに適用する。第2の符号化／バンクチャリング方式では、同じ基礎符号であるが、可変のバンクチャリングを伝送チャンネルに適用する。可変のバンクチャリングは、伝送チャンネルのSNRに依存する。

【0060】

図4aは、基礎符号および共通のバンクチャリング方式を用いて、データ伝送に必要な符号化されたビットを生成する実施形態のフローチャートである。最初に、ステップ412では、各伝送チャンネル（すなわち、各周波数サブチャンネルの各固有モード）のSNRを判断する。MIMOモード以外で動作するOFDMシステムでは、1つの固有モードのみが支援され、各周波数サブチャンネルごとに、1つのみのSNRが判断される。各伝送チャンネルのSNRは、伝送されるパイロット参照に基づいて、または幾つかの他の機構を介して判断される。

【0061】

ステップ414では、SNRに基づいて、各伝送チャンネルによって支援される1変調記号に対する情報ビット数を判断する。表1のような、一定の範囲のSNRを、各特定数の情報ビット／変調記号と関係付ける表を使用する。しかしながら、表1に示されている情報ビットに対する0.5ビットのステップサイズよりも、より細かい量子化を使用してもよい。次に、ステップ416では、各伝送チャンネルごとに変調方式を選択し、情報ビット数／変調記号を伝送できるようにする。さらに詳しく別途記載するように、他の要素（例えば、符号化の複雑性）を考慮して、変調方式を選択してもよい。

【0062】

ステップ418では、全伝送チャンネルにおいて、各時間スロット内で伝送される情報ビットの合計数を判断する。これは、全伝送チャンネルにおいて判断される情報ビット数／変調記号を加算することによって達成される。同様に、ステップ420では、全ての伝送チャンネルにおいて、各時間スロット内で伝送される符号化されたビットの合計数を判断する。ステップ416において選択された各変調方式における符号化されたビット／変調記号数を判断し、さらに全伝送チャンネルごとに符号化されたビット数を加算することによって、これを達成することができる。

【0063】

ステップ422では、ステップ418で判断された合計数の情報ビットを、特定の符号器を使用して符号化する。ターボ符号器を使用するときは、符号器によって生成されたテールビットおよびパリティビットにバンクチャして、ステップ420において判断された符号化されたビットの合計数を求める。次に、ステップ426では、バンクチャされていない符号化されたビットを非二値記号へまとめて、それらを、伝送チャンネルの変調記号へマップする。

【0064】

第1の符号化／バンクチャリング方式では、全ての伝送チャンネルにおいて、同じ基礎符号およびバンクチャリング方式を使用するので、実行するのが比較的簡単である。各伝送チャンネルにおける変調記号は、その伝送チャンネルに対して選択された変調方式に対応する信号配列内の点を表わしている。伝送チャンネルにおけるSNRの分布が広がると、異なる信号配列における雑音の分散に関係する配列点間の距離は、大きく広がる。これは、システムの性能に影響を与える。

【0065】

図4 bは、同じ基礎符号であるが、可変のパンクチャリング方式を用いて、データ伝送に必要な符号化されたビットを生成するための実施形態のフローチャートである。最初に、ステップ432では、各伝送チャンネルに対するSNRを判断する。1つの実施形態では、不十分なSNRの伝送チャンネルを、データ伝送に使用しない（すなわち、劣悪な伝送チャンネル上ではデータは送られない）。ステップ434では、各伝送チャンネルによって支援される1変調記号に対する情報ビット数を、SNRに基づいて判断する。ステップ436では、各伝送チャンネルごとに、変調方式を選択し、情報ビット数／変調記号を判断できるようにする。図4 bのステップ432、434、および436は、図4 aのステップ412、414、および416に対応する。

【0066】

ステップ438では、同じSNRの範囲に属する伝送チャンネルを、1セグメントにまとめる。その代りに、1変調記号に対する情報ビット数の範囲を定めてもよい（例えば、範囲1は、1.0ないし1.5の情報ビット／変調記号、範囲2は、1.5ないし2.0の情報ビット／変調記号、など）。この場合に、同じ範囲内の1変調記号に対する情報ビット数を有する伝送チャンネルを、1セグメントにまとめる。

【0067】

各セグメントには、 K_i (K_i は1以上の任意の整数)本の伝送チャンネルが構成されている。ステップ440では、各セグメントにおいて伝送できる情報ビットの合計数と、符号化されたビットの合計数とを判断する。例えば、セグメント*i*には、 K_i 本の伝送チャンネルが構成されており、各伝送チャンネルは、 N_i 個の情報ビット／変調記号と P_i 個のテールおよびパリティビット／変調記号を支援する。各時間スロットでは、セグメント*i*において伝送される情報ビットの合計数を、 $K_i \cdot N_i$ として計算し、伝送されるテールおよびパリティビットの合計数を、 $K_i \cdot P_i$ として計算し、符号化されたビットの合計数を、 $K_i (N_i + P_i)$ として計算する。

【0068】

【数4】

ステップ422では、全セグメントにおいて、各時間スロット内で伝送される情報ビット、すなわち $\sum_i K_i N_i$ として計算される情報ビットを、特定のエンコーダ（例えば、図3 bに示されているような、1/3レートのターボエンコーダ）で符号化する。

ステップ444では、 N_i 個の情報ビットおよび N_i/R (R は、符号器の符号化レートである)個のパリティおよびテールビットを、セグメント*i*の各伝送チャンネルに割り当てる。次に、ステップ446では、 N_i/R 個のパリティおよびテールビットをパンクチャして、セグメントの各伝送チャンネルに必要な P_i 個のパリティおよびテールビットを求める。ステップ448では、セグメント*i*の各伝送チャンネルごとに、 N_i 個の情報ビットおよび P_i 個のパリティおよびテールビットを、伝送チャンネルの変調記号へマップする。

【0069】

第2の符号化／パンクチャリング方式では、とくに、伝送チャンネルのSNRの分布が広がる時、第1の方式よりも向上した性能を与える。異なる伝送チャンネルにおいて、異なる変調方式および符号化レートを使用するので、各伝送チャンネル上で伝送されるビット数は、一般に、逆方向リンク上で受信機から送信機へ送られる。

【0070】

表1には、0.5ビットのステップサイズを使用して、情報ビット数／変調記号の量子化が示されている。（各伝送チャンネルではなく）各セグメントが、整数の情報ビットを支援するのに必要であるとき、量子化の細分性 (quantization granularity) を低減する（すなわち、0.5ビットよりも細くなる）。 $K_i \cdot N_i$ が整数であることが必要である。

とき、 K_i の整数値がより大きくなると、 N_i のステップサイズをより小さくすることができる。セグメントごとに量子化できるときは、量子化の細分性はさらに低減される。例えば、1つのセグメント内で、1ビットを四捨五入する必要があるときは、適切であれば、次のセグメント内で、1ビットを四捨五入する必要がある。多数の時間スロットにおいて、量子化をする必要があるときも、同様に、量子化の細分性が低減する。

【0071】

OFDMシステム（とくに、MIMOモードで動作するOFDMシステム）を支援して、伝送チャンネルにおいて異なるSNRを実現するために、共通の基礎符号器（例えば、1／3レートのターボ符号器）と共に、融通の利くバンクチャリング方式を使用して、必要な符号化レートを実現する。この融通の利くバンクチャリング方式を使用して、各セグメントごとに、必要な数のテールおよびパリティビットを得ることができる。高い符号化レートでは（テールおよびパリティビットが保持されているよりも、より多くバンクチャされる）、テールおよびパリティビットが符号器によって生成されると、それらを必要な数だけ保持して、それ以外を捨てることによって、バンクチャリングを効率的に実現する。

【0072】

例えば、1セグメントには、20個の16-QAMの変調記号が構成されていて、2.75情報ビット／変調記号の伝送を支援するSNRを有する。このセグメントでは、20個の変調記号において、55個の情報ビット（ $55 = 20 \times 2.75$ ）が伝送される。各16-QAMの変調記号は、4つの符号化されたビットで形成され、20個の変調記号には、80個の符号化されたビットが必要である。55個の情報ビットを1／3レートの符号器で符号化して、122個のテールおよびパリティビットおよび55個の情報ビットを生成する。これらの122個のテールおよびパリティビットをバンクチャして、セグメントに必要な35個のテールおよびパリティビットを得る。このセグメントには、55個の情報ビットと組合せて、80個の符号化されたビットが構成されている。

【0073】

図1を再び参照すると、バンクチャ装置117は、チャンネルインターリーブ116から、インターリーブされた情報およびパリティビットを受信し、テールおよびパリティビットの一部をバンクチャ（すなわち、削除）して、希望の符号化レートを実現し、バンクチャされていない情報、テール、およびパリティビットを一系列の符号化されたビットへ多重化する。情報ビット（系統的ビットとも呼ばれる）をテールおよびパリティビットと共にバンクチャしてもよく、本発明の技術的範囲内である。

【0074】

図3cは、符号化されたビットの可変のバンクチャリングを行うのに使用されるバンクチャ装置117xの1つの実施形態の図である。バンクチャ装置117xは、図1のバンクチャ装置117の1組の構成である。バンクチャ装置117xは、1つの計数器を使用して、セグメント*i*において符号器によって生成される Q_i 個のテールおよびパリティビットから、 P_i 個のテールおよびパリティビットを保持するようにバンクチャリングを行なう。

【0075】

バンクチャ装置117x内では、ターボ符号器の2つの構成符号器からのインターリーブされたテールおよびパリティビット y_{INT} および z_{INT} を、スイッチ342の2つの入力へ供給する。スイッチ342は、トグルユニット348からの制御信号に依存して、 y_{INT} のテールおよびパリティビットまたは z_{INT} のテールおよびパリティビットをライン343へ供給する。スイッチ342により、2つのテールおよびパリティビットのストリームを交互にすることによって、2つの構成符号器からのテールおよびパリティビットが等しく選択されることが保証される。

【0076】

第1の計数器352は、モジュロ- Q 加算を行って、その内容が $Q-1$ を越えた後で、ラップアラウンドする。第2の計数器354は、 Q のテールおよびパリティビットを（1個分）計数する。各セグメントにおいて、計数器352および354は最初はゼロに設定され、スイッチ342は、アップ位置であり、スイッチ344を閉じて、マルチプレクサを適切に制御する

ことによって、第1のテールまたはパリティビット y_{INT0} がマルチプレクサ346から供給される。各次のクロックサイクルでは、計数器352は、Pをインクリメントされ、計数器354は、1をインクリメントされる。計数器352の値は、決定ユニット356へ供給される。計数器352がモジュロ Q の演算を経る（すなわち、計数器352の内容がラップアラウンドする）とき、ライン343上のテールまたはパリティビットはスイッチ344を介してマルチプレクサ346へ供給され、次にテールまたはパリティビットを出力された符号化されたビットとして供給する。テールまたはパリティビットがマルチプレクサ346から供給されるたびに、トグルユニット348は制御信号の状態をトグルし、他のテールおよびパリティビットストリームはライン343へ供給される。比較ユニット358によって示されることにより、セグメント内の全ての Q_i 個のテールおよびパリティビットが枯渇するまで、プロセスは続く。

【0077】

他のバンクチャリングパターンを使用してもよく、本発明の技術的範囲内である。良好な性能を得るために、バンクチャされるテールおよびパリティビットの数の平衡を2つの構成符号間でとって（すなわち、ほぼ同数の y_{INT} および z_{INT} のテールおよびパリティビットが選択される）、バンクチャされていないビットを、各セグメントごとに符号ブロック上で比較的均等に分散させる。

【0078】

ある特定の例において、情報ビット数は、伝送チャンネルの容量よりも少ない。このような場合は、使用可能で、かつ満たされていないビット位置は、符号化されたビットの一部を反復することによって、すなわち他の方式によって、ゼロのパディングで満たされる。幾つかの方式では、伝送電力も低減できる。

【0079】

グレイマッピング

1つの実施形態では、使用するために選択された各変調方式（例えば、QPSK、16-QAM、64-QAM、など）において、グレイマッピングを使用して、変調方式の信号配列内の点を定める。別途記載するように、グレイマッピングは、誤りの確率がより高い事象におけるビットの誤り数を低減する。

【0080】

図5は、16-QAMの信号配列で、特定のグレイマッピング方式のダイヤグラムである。16-QAMの信号配列には、16個の点が構成されていて、各点は、特定の4ビット値と関係付けられている。グレイマッピングにおいて、4ビット値は、信号配列内の点と関係付けられていて、（水平方向または垂直方向における）隣合う点の値は、1ビット位置が異なる。点の値は、より多くのビット位置分、さらに異なる（例えば、対角方向に隣合う位置の値は、2ビット位置が異なる）。

【0081】

4つの符号化されたビット（ b_1 、 b_2 、 b_3 、 b_4 ）の各グループは、4つの符号化されたビットの値と同じ値と関係付けられている信号配列内の特定の点にマップされる。例えば、4つの符号化されたビットの（“0111”）の値は、信号配列内の点512へマップされる。この点は、4つの符号化されたビットの変調記号を表わす。16-QAMでは、各変調記号は、信号配列内の16個の点の中の特定の1つの点を表わし、特定の点は4つの符号化されたビットの値によって判断される。各変調記号は、複素数（ $c + jd$ ）として表現され、次の処理素子（すなわち、図1内のMIMOプロセッサ120）へ供給される。

【0082】

受信機ユニットでは、変調記号は、雑音と共に受信され、一般に信号配列内の正確な位置にマップしない。上述の例において、伝送された符号化されたビット（“0111”）の受信変調記号は、受信機ユニットにおいて点512へマップしないことがある。雑音により、受信変調記号は、信号配列内の別の位置へマップされる。一般に、受信変調記号が、正確な位置の近く（例えば、“0101”、“0011”、“0110”、または“1111”の近く）の位置へマップされる確率は、より高い。したがって、誤りの確率がより高

い事象では、受信変調記号は、正確な点に隣合う点へ誤ってマップされる。信号配列内の隣り合う点は、1ビット位置分だけ異なる値を有するので、グレイマッピングは、誤りの確率がより高い事象における誤りビット数を低減する。

【0083】

図5は、16-QAMの信号配列における特定のグレイマッピング方式を示している。他のグレイマッピング方式を使用してもよく、本発明の技術的範囲内である。他の変調方式（例えば、8-PSK、64-QAM、など）の信号配列も、同様に、あるいは他のグレイマッピング方式でマップされる。32-QAMおよび128-QAMのような変調方式において、完全なグレイマッピング方式が可能でないときは、部分的なグレイマッピング方式を使用する。さらに加えて、グレイマッピングに基づいていないマッピング方式を使用してもよく、本発明の技術的範囲内である。

【0084】

MIMO処理

図6は、MIMOプロセッサ120xの1つの実施形態を示すブロック図であり、MIMOプロセッサ120xは、図1のMIMOプロセッサ120の1つの構成である。変調記号は、多数の周波数サブチャンネル上で、おそらくは多数の送信アンテナから伝送される。MIMOモードで動作するときは、各周波数サブチャンネル上で、各送信アンテナからの伝送は、複製されていないデータを表わす。

【0085】

MIMOプロセッサ120x内では、デマルチプレクサ (demultiplexer, DEMUX) 610は、変調記号を受信して、多数のサブチャンネル記号のストリーム、 S_1 ないし S_L へデマルチプレックスし、各周波数サブチャンネルごとに、1本のサブチャンネル記号のストリームを使用して、記号を伝送する。各サブチャンネル記号のストリームは、各サブチャンネルのMIMOプロセッサ612へ供給される。

【0086】

各サブチャンネルのMIMOプロセッサ612は、受信したサブチャンネル記号のストリームを、多数の（すなわち、 N_T 個までの）記号のサブストリームへデマルチプレックスし、各アンテナごとに、1本の記号サブストリームを使用して、変調記号を伝送する。OFDMシステムがMIMOモードで動作するときは、各サブチャンネルのMIMOプロセッサ612は、上述の式（1）にしたがって N_T 個（までの）変調記号を事前調整して、事前調整された変調記号を生成し、その後で伝送する。MIMOモードでは、特定の送信アンテナの特定の周波数サブチャンネルにおける、各事前調整された変調記号は、 N_T 本までの送信アンテナにおける（重み付けされた）変調記号の線形の組合せを表わす。各事前調整された変調記号を生成するために使用される N_T 個（までの）変調記号の各々は、異なる信号配列と関係付けられる。

【0087】

各時間スロットにおいて、 N_T 個（までの）事前調整された変調記号が、各サブチャンネルのMIMOプロセッサ612によって生成されて、 N_T 個（までの）記号結合器616aないし616bへ供給される。例えば、周波数サブチャンネル1に割り当てられたサブチャンネルのMIMOプロセッサ612は、 N_T 個（までの）事前調整された変調記号を、アンテナ1ないし N_T の周波数サブチャンネル1へ供給する。同様に、周波数サブチャンネルLへ割り当てられたサブチャンネルのMIMOプロセッサ612は、 N_T 個（までの）記号を、アンテナ1ないし N_T の周波数サブチャンネルLへ供給する。各結合器616は、Lの周波数サブチャンネルにおける事前調整された変調記号を受信し、各時間スロットにおいて記号を変調ベクトルVへ結合し、変調記号ベクトルを次の処理段（すなわち、変調器122）へ供給する。

【0088】

MIMOプロセッサ120xは、変調記号を受信して、処理し、 N_T 個の変調記号ベクトル V_1 ないし V_T を、1送信アンテナに1変調記号ベクトルずつ、供給する。各アンテナの各時間スロットにおいてL個の事前調整された変調記号を収集し、次数Lの変調記号ベク

トルVを形成する。変調記号ベクトルVの各素子は、変調記号を送るユニークなサブキャリアを有する特定の周波数サブチャンネルと関係付けられている。L個の変調記号を収集したものは、全て互いに直交している。“純粋な”MIMOモードで動作しないときは、変調記号ベクトルの一部は、異なる送信アンテナごとに特定の周波数サブチャンネル上に複製情報を有する。

【0089】

サブチャンネルのMIMOプロセッサ612は、MIMOモードにおいて、全チャンネル状態情報 (full channel state information, full-CSI) または部分CSIの処理を実行するのに必要な処理を行うように設計されている。全CSIには、各周波数サブチャンネルに対する送信アンテナと受信アンテナの全ての対間の伝搬経路 (すなわち、振幅および位相) の十分な特徴付けが含まれる。部分CSIには、例えば、部分的なサブチャンネルのSNRが含まれる。CSIの処理は、例えば、使用可能なCSI情報および選択された周波数サブチャンネル、送信アンテナ、などに基づいて実行される。CSIの処理は、選択的に、動的に、イネーブルおよびディスエーブルされる。例えば、CSIの処理は、特定のデータ伝送に対してイネーブルされ、他のデータ伝送に対してディスエーブルされる。CSI処理は、一定の条件、例えば、通信リンクが適切なSNRを有するときに、イネーブルされる。全CSIおよび部分CSIの処理は、上述の米国特許出願第09/532,491号にさらに詳しく記載されている。

【0090】

図6は、変調器122の1つの実施形態を示している。MIMOプロセッサ120xからの変調記号ベクトル V_1 ないし V_T は、変調器122aないし122tへそれぞれ供給される。図6に示されている実施形態では、各変調器122には、IFFT620、巡回プレフィックス発生器622、およびアップコンバータ624が構成されている。

【0091】

IFFT620は、逆高速フーリエ変換 (inverse fast Fourier transform, IFFT) を使用して、各受信した変調記号ベクトルを、その時間領域表現 (OFDM記号と呼ばれる) へ変換する。IFFT620は、任意の数 (例えば、8本、16本、32本、など) の周波数サブチャンネル上で、IFFTを実行するように設計することができる。1つの実施形態では、OFDM記号へ変換された各変調記号ベクトルにおいて、巡回プレフィックス発生器622は、OFDM記号の時間領域表現の一部分を反復して、特定のアンテナの伝送符号を形成する。巡回プレフィックスは、伝送記号が、マルチパス遅延拡散と共に、直交性を保持し、劣悪な経路の影響に対する性能の向上を保証する。IFFT620および巡回プレフィックス発生器622の構成は、この技術において知られており、本明細書では詳しく記載されていない。

【0092】

各巡回プレフィックス発生器622からの時間領域表現 (すなわち、各アンテナごとの“伝送”符号) は、アップコンバータ624によって処理され、アナログ信号へ変換され、RF周波数へ変調され、RF変調信号を生成するように調整 (例えば、増幅およびフィルタ処理) され、RF変調信号は、各アンテナ124から伝送される。

【0093】

OFDM変調については、文献 (“Multicarrier Modulation for Data Transmission : A n Idea Whose Time Has Come”, by John A.C. Bingham, IEEE Communications Magazine, May 1990) に記載されており、本明細書ではこれを参考文献として取り上げている。

【0094】

MIMOモード以外で動作するOFDMシステムでは、MIMOプロセッサ120は、取り除かれるか、またはディスエーブルされ、変調記号は、事前調整されることなく、変調記号ベクトルVへまとめられる。次に、このベクトルは変調器122へ供給される。(MIMOモードではなく) 伝送ダイバーシティで動作するOFDMシステムでは、デマルチプレクサ614が取り除かれるか、またはディスエーブルされて、(同じ) 事前調整された変調記号は、 N_T 個 (までの) 結合器へ供給される。

【 0 0 9 5 】

図2に示されているように、多数の異なる伝送（例えば、音声、シグナリング、データ、パイロット、など）はシステムによって伝送される。これらの伝送の各々には異なる処理が必要である。

図7は、異なる伝送に対して異なる処理を行うことができるシステム110_yの実施形態のブロック図である。集合入力データ（例えばシステム110_yによって伝送される全情報ビット）が構成されているデータはデマルチプレクサ710へ供給される。デマルチプレクサ710は、入力データを多数（K）のチャンネルデータストリーム B_1 ないし B_K へデマルチプレックスする。各チャンネルデータストリームは、例えば、シグナリングチャンネル、同報通信チャンネル、音声呼、またはトラヒックデータ伝送に対応する。各チャンネルデータストリームは、各符号器／チャンネルインターリーバ／パンクチャ装置／記号マッピング素子712へ供給され、記号マッピング素子712は、そのデータチャンネルストリームに対して選択された特定の符号化方式を使用してデータを符号化し、特定のインターリービング方式に基づいて符号化されたデータをインターリーブして、インターリーブされた符号ビットをパンクチャして、そのチャンネルデータストリームを伝送するのに使用される伝送チャンネルに対して、インターリーブされたデータを変調記号へマップする。

【 0 0 9 6 】

符号化は、チャンネルごとに（すなわち、図7に示されている各チャンネルデータストリーム上で）行うことができる。しかしながら、（図1に示されている）集合入力データ上で、多数のチャンネルデータストリーム上で、チャンネルデータストリームの一部分の上で、1組の周波数サブチャンネルを横切って、1組の部分サブチャンネルを横切って、1組の周波数サブチャンネルおよび空間サブチャンネルを横切って、各周波数サブチャンネルを横切って、各変調記号上で、または時間、空間、および周波数の他のユニット上で、符号化を行ってもよい。

【 0 0 9 7 】

各符号器／チャンネルインターリーバ／パンクチャ装置／記号マッピング素子712からの変調記号ストリームは、周波数サブチャンネル上で、かつ各周波数サブチャンネルの空間サブチャンネルを介して伝送される。MIMOプロセッサ120_yは、素子712から変調記号ストリームを受信する。各変調記号ストリームに使用されるモードに依存して、MIMOプロセッサ120_yは変調記号ストリームを多数のサブチャンネル記号ストリームへデマルチプレックスする。図7に示されている実施形態では、変調記号ストリーム S_1 は、周波数サブチャンネル上で伝送され、変調記号ストリーム S_K はL本の周波数サブチャンネル上で伝送される。各周波数サブチャンネルに対する変調ストリームは、各サブチャンネルのMIMOプロセッサによって処理され、デマルチプレックスされ、図6に示されているやり方と同様のやり方で結合され、各送信アンテナの変調記号ベクトルを形成する。

【 0 0 9 8 】

一般に、送信機ユニットは、チャンネルの伝送能力について記述した情報に基づいて、各伝送チャンネルごとにデータを符号化して、変調する。一般に、この情報は、既に記載した部分-C S Iまたは全-C S Iの形式をとる。データ伝送に使用される伝送チャンネルの部分-C S Iまたは全-C S Iは、一般に受信機ユニットにおいて判断され、送信機ユニットへ報告され、送信機は、情報を使用して、それにしたがって符号化および変調する。本明細書に記載されている技術は、多数の並列伝送チャンネルを支援できるMIMO、OFDM、または他の通信方式（例えば、CDMA方式）によって支援される多数の並列伝送チャンネルに適用できる。

【 0 0 9 9 】

復調および復号化

図8は、システム150の復号化部分についての1つの実施形態のブロック図である。この実施形態では、ターボ符号器を使用して、伝送前にデータを符号化する。対応して、ターボ復号器は、受信した変調記号を復号化するのに使用される。

【 0 1 0 0 】

図8に示されているように、受信した変調記号は、ビット対数尤度比(log-likelihood ratio, LLR) 計算ユニット158xへ供給され、ビットLLR計算ユニット158xは、各変調記号を構成しているビットのLLRを計算する。ターボ復号器は(ビットに相対する) LLRを処理するので、ビットLLR計算ユニット158xは、各受信した符号化されたビットのLLRを供給する。各受信した符号化されたビットのLLRは、受信した符号化されたビットが1である確率によって除算された、受信した符号化されたビットが0である確率の対数である。

【0101】

既に記載したように、M個の符号化されたビット(b_1, b_2, \dots, b_M)をまとめて、単一の非二値記号Sを形成し、Sを変調記号T(S)へマップする(すなわち、高次の信号配列へ変調する)。変調記号を、処理して、送信して、受信して、さらに処理して、受信した変調記号R(S)が得られる。受信した変調記号内の符号化されたビット b_m のLLRは、次の式(2)のように計算できる。

【0102】

【数5】

$$\begin{aligned} LLR(b_m) &= \log \left(\frac{P(b_m = 0)}{P(b_m = 1)} \right) \\ &= \log \left(P(R(S) \mid b_m = 0) \right) - \log \left(P(R(S) \mid b_m = 1) \right) \quad \text{式 (2)} \\ &= \log \left(\sum_{T(S): b_m = 0} P(R(S) \mid T(S)) \right) - \log \left(\sum_{T(S): b_m = 1} P(R(S) \mid T(S)) \right) \end{aligned}$$

なお $P(R(S) \mid b_m = 0)$ は、受信記号R(S)に基づくビット b_m がゼロである確率である。LLRの計算には、近似値を使用してもよい。

次に、デバンクチャ装置159は、送信機において削除された(すなわち、バンクチャされた)符号ビットに“消去(erasure)”を挿入する。消去は、一般に、ゼロ(“0”)の値を有し、これは、0であるか、または1であるかの確率が等しいバンクチャされたビットを示す。

【0103】

式(2)から、変調記号内の受信した符号化されたビットのLLRが関係付けられる傾向があることに注意すべきである。この相関は、符号化されたビットを変調する前にインターリーブすることによって解消される。図1に示されているように、チャンネルのインターリーブにより、各変調記号内の符号化されたビットの相関が解消されることが好都合である。

【0104】

符号化されたビットのLLRはチャンネルデインターリーブ160へ供給され、送信機において行われたチャンネルインターリーブを相補的なやり方でデインターリーブされる。受信情報、テール、およびパリティビットに対応するチャンネルのデインターリーブされたLLRは、ターボ復号器162xへ供給される。

【0105】

ターボ復号器162xには、加算器810aおよび810b、復号器812aおよび812b、符号インターリーブ814、符号デインターリーブ816、および検出器818が構成されている。1つの実施形態では、各復号器812は、ソフト入力/ソフト出力(soft-input/soft-output, SISO)の最大事後(maximum a posteriori, MAP)復号器として構成される。

【0106】

加算器810aは、受信した情報ビットのLLR、すなわちLLR(x')、およびデインターリーブ816からの(1回目の反復では、ゼロに設定されている)外部情報を受信して、

加算し、較正されたLLRを供給する。較正されたLLRは、受信した情報ビットの検出値のより大きい信頼と関係付けられる。

【0107】

復号器812aは、加算器810aからの較正されたLLRと、第1の構成符号器からの受信したテールおよびパリティビットのLLR、すなわちLLR (y') とを受信し、受信したLLRを復号化して、受信した情報ビットの確率値の補正を示す外部情報を生成する。復号器812aからの外部情報は、加算器810bによって受信情報ビットLLRと加算され、較正されたLLRは符号インターリーブ814へ記憶される。符号インターリーブ814は、ターボ符号器において使用されているのと同じ符号インターリーブング（例えば、図3bの符号インターリーブ314と同じ符号インターリーブング）を行なう。

【0108】

復号器812bは、インターリーブ814からのインターリーブされたLLRと、第2の構成符号器からの受信したテールおよびパリティビットのLLR、すなわちLLR (z') とを受信し、受信したLLRを復号化して、受信した情報ビットの確率値をさらに補正した外部情報を生成する。復号器812bからの外部情報は、符号デインターリーブ816に記憶され、デインターリーブ816は、デインターリーブ方式を行う。デインターリーブ方式は、インターリーブ814において使用されているインターリーブ方式と相補的である。

【0109】

受信した符号化されたビットのLLRの復号化は、何度も反復される。各反復ごとに、較正されたLLRに対する信頼性は、より大きくなる。全ての復号化の反復が完了した後で、最終的な較正されたLLRを検出器818へ供給し、検出器818は、LLRに基づいて受信した情報ビットの値を供給する。

【0110】

ソフト出力のビタビアルゴリズム (soft output Viterbi algorithm, SOVA) を実行する復号器のような、SISO MAP復号器のほかに、他のタイプの復号器も使用できる。復号器の設計は、一般に、送信機において使用される特定のターボ符号化方式に依存する。

【0111】

ターボ復号化については、Steven S. Pietrobonによる文献 (“Implementation and Performance of a Turbo/Map Decoder”, International Journal of Satellite Communications, Vol. 16, 1998, pp.23-46) により詳しく記載されており、本明細書では、これを参考文献として取り上げている。

【0112】

変調方式および符号化レート

各伝送チャンネルの達成されたSNRは、希望の性能レベル（例えば、1%のFER）において、1変調記号に対する特定数の情報ビット（すなわち、特定の情報ビットレート）を支援する。この情報ビットレートは、多数の異なる変調方式によって支援される。例えば、1.5情報ビット／変調記号のビットレートは、QPSK、8-PSK、16-QAM、またはより高次の変調方式によって支援される。各変調方式では、1変調記号に対して特定数の符号化されたビットを伝送することができる。

【0113】

選択した変調方式に依存して、対応する符号化レートを選択し、必要数の符号化されたビットを、1変調記号に対する情報ビット数に供給する。上述の例において、QPSK、8-PSK、および16-QAMでは、1変調記号に対して2、3、および4個の符号化されたビットをそれぞれ伝送することができる。1.5情報ビット／変調記号の情報ビットレートでは、QPSK、8-PSK、および16-QAMにおいて、3/4、1/2、および3/8の符号化レートを使用して、必要数の符号化されたビットをそれぞれ生成する。したがって、変調方式と符号化レートとの異なる組み合わせは、特定の情報ビットレートを支援するのに使用される。

【0114】

本発明のある特定の実施形態では、支援されるビットレートに対する低次の変調方式と共に、“微弱な”二値符号（すなわち、高符号化レート）を使用する。一連のシミュレーションを通して、より低次の変調方式を、より微弱な符号と組合せて使用することにより、より高次の変調方式を、より強力な符号と組合せて使用するよりも、より高い性能が得られることが分かった。この結果について、次に記載する。AWGNチャンネル内の二値ターボ符号のLLRの復号化の尺度は、ターボ復号化アルゴリズムにおいてほぼ最適である。しかしながら、グレイマップの高次の変調方式では、各受信ビットに対してではなく、各受信変調記号に対して、最適なLLRの尺度を生成する。次に、符号のLLRの尺度を分解して、二値符号復号器に対するビットLLRの尺度を得る。分解処理中に、幾つかの情報が失われ、ビット復号尺度を使用しても、最適性能が得られない。より低次の変調方式では、対応して、1符号当りのビット数が低減し、分解損失が低減し、したがって対応するより高次の変調方式よりも、より良い性能が得られる。

【0115】

本発明の1つの態様にしたがって、一定のスペクトル効率を達成するために、適切な変調方式において、 $n/(n+1)$ 以上、 $n/(n+2)$ 以内（ n は、1変調記号に対する情報ビット数）の符号化レートの符号を使用する。この符号化レートは、可変のバンクチャリング方式と組合せて、固定符号（例えば、上述の $1/3$ レートのターボ符号）を使用して、容易に達成することができる。高い符号化レートを達成するために、テールおよびパリティビットを多数バンクチャして、バンクチャされていないテールおよびパリティビットを情報ビット上に均等に分散させる。

【0116】

フレーミング

多くの通信システムでは、データパケット（すなわち、論理フレーム）を固定サイズで画定することが好都合である。例えば、システムは、1024、2048、および4096ビットを有する3つの異なるパケットを画定する。これらの画定されたデータパケットにより、送信機と受信機の両者において処理の一部が簡単になる。

【0117】

OFDMシステムでは、物理的なフレームは、（1）整数のOFDM記号、（2）伝送チャンネル上の特定数の変調記号、または（3）他の単位を収めるように画定される。既に記載したように、通信リンクは時間にしたがって変化するために、伝送チャンネルのSNRは時間にしたがって変化する。その結果、各伝送チャンネルにおいて各時間スロット上で伝送される情報ビット数は、時間にしたがって変化する可能性が高く、各物理的フレーム内の情報ビット数も、時間にしたがって変化する可能性が高くなる。

【0118】

1つの実施形態では、論理フレームは、OFDM記号とは無関係に画定される。この実施形態では、各論理フレームの情報ビットは、符号化／バンクチャされ、論理フレームの符号化されたビットはまとめられて、変調記号へマップされる。1つの簡単な構成では、伝送チャンネルは、連続番号を付される。次に、符号化されたビットを使用して、必要な数の変調記号を伝送チャンネルの順番に形成する。変調記号の境界が始端および終端となるように、論理フレーム（すなわち、データパケット）を画定する。この構成では、論理フレームは、OFDM記号にまたがり、さらに、OFDM記号の境界を横切る。さらに加えて、各OFDM記号には、多数のデータパケットからの符号化されたビットが収められる。

【0119】

別の実施形態では、論理フレームは、物理的単位に基づいて画定される。例えば、論理フレームには、（1）伝送チャンネル上の多数の変調記号、（2）OFDM記号、または（3）他のやり方で画定される多数の変調記号を含むように画定される。

高次の変調においてバンクチャされた二値のターボ符号およびグレイマッピング（binary Turbo code and Gray mapping, BTC-GM）を使用することで、多数の長所が得られる。よ

り最適であるが、より複雑なターボトレリス符号化変調 (Turbo trellis coded modulation, TTCM) 方式よりも、BTC-GM方式は、実行するのがより簡単であるが、TTCMにより近い性能を実行できる。可変のバンクチャリングを単に調節することによって、異なる符号化レートを実行することが簡単であるので、BTC-GM方式では、高度の融通性も得られる。BTC-GM方式は、異なるバンクチャリングパラメータのもとで、ロバストな性能も与える。さらに加えて、現在使用可能な二値ターボ復号器を使用して、受信機の構造を簡単にする。しかしながら、ある特定の実施形態では、他の符号化方式も使用でき、本発明の技術的範囲内である。

【0120】

好ましい実施形態についてのこれまでの記述は、当業者が本発明を作成または使用できるようにするために与えられている。これらの実施形態に対する種々の変更は、当業者には容易に分かり、本明細書において定義されている一般的な原理は、発明の能力を使用することなく、他の実施形態に適用される。したがって、本発明は、本発明に示されている実施形態に制限されることを意図されていないが、本明細書に開示されている原理および新規な特徴に一致する最も広い技術的範囲にしたがうことを意図されている。

【図面の簡単な説明】

【0121】

【図1】本発明の種々の態様および実施形態を実行することができる多重入力多重出力 (MIMO) 通信システムの図。

【図2】MIMOシステムにおいて N_T 本中の1本の送信アンテナからのOFDM伝送をグラフで示す図。

【図3a】並列連結された畳込み符号器の図。

【0122】

【図3b】並列連結された畳込み符号器の図。

【図3c】符号化されたビットの種々のバンクチャリングを行うために使用される、バンクチャ装置およびマルチプレクサの1つの実施形態を示す図。

【図4a】データ伝送に必要な符号化されたビットを生成するための符号化/バンクチャリング方式であって、特定の基礎符号と共通のバンクチャリング方式とを使用する符号化/バンクチャリング方式のフローチャート。

【0123】

【図4b】データ伝送に必要な符号化されたビットを生成するための符号化/バンクチャリング方式であって、特定の基礎符号と可変のバンクチャリング方式とを使用する符号化/バンクチャリング方式のフローチャート。

【図5】16-QAMの信号配列および特定のグレイマッピング方式の図。

【0124】

【図6】MIMOプロセッサの1つの実施形態のブロック図。

【図7】異なる伝送に対して異なる処理を行うことができるシステムの1つの実施形態のブロック図。

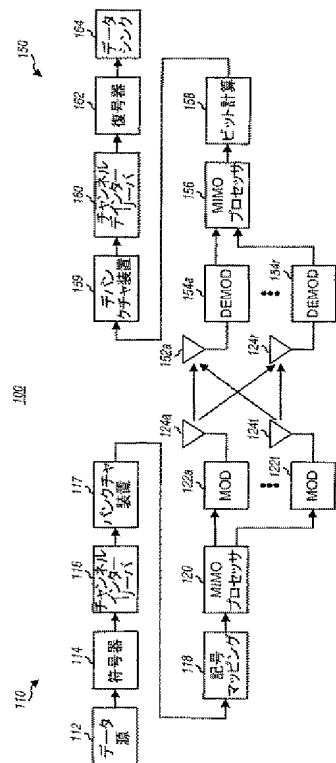
【図8】受信システムの復号化部分についての1つの実施形態のブロック図。

【符号の説明】

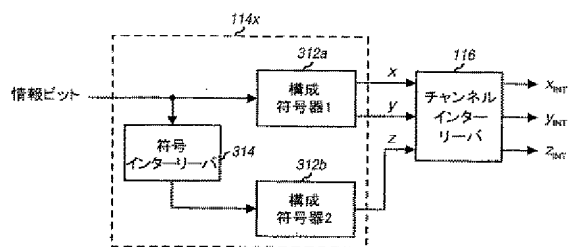
【0125】

100、110、150 システム、
124、152 アンテナ、
322 構成符号器、
332 遅延素子、
334 加算器、
336、342、344 スイッチ、
343 ライン。

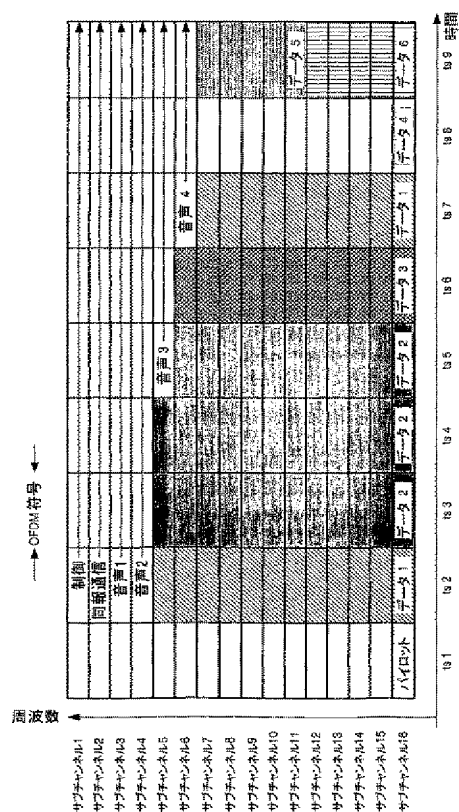
【図1】



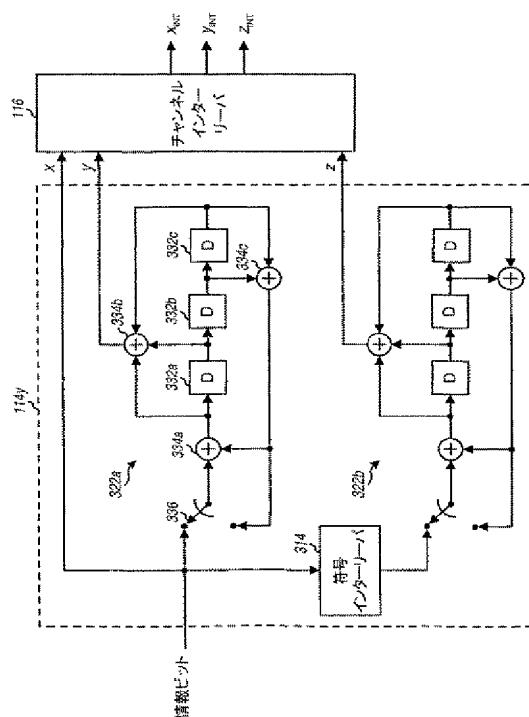
【図3a】



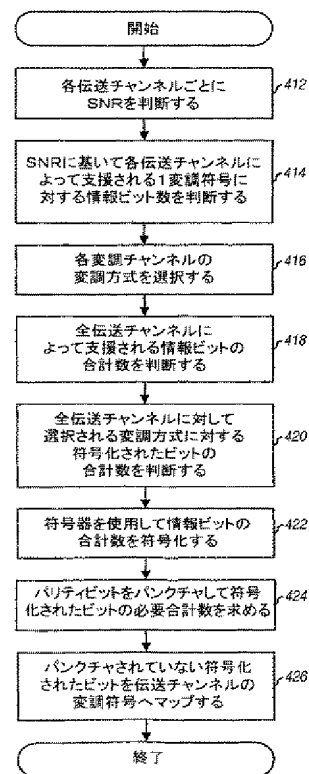
【図2】



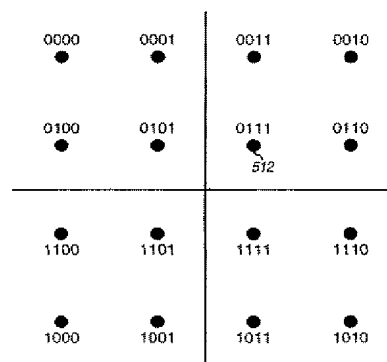
【図3b】



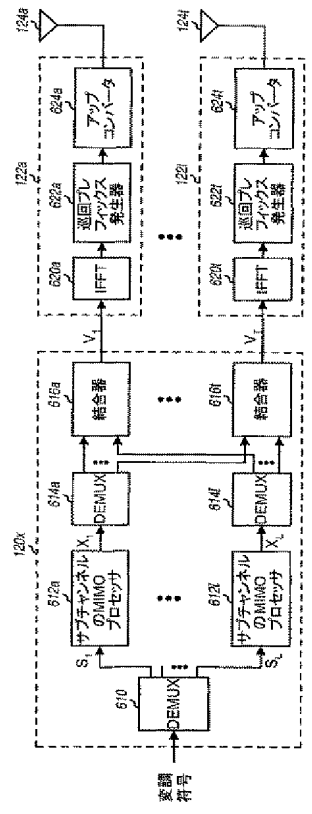
【☒4a】



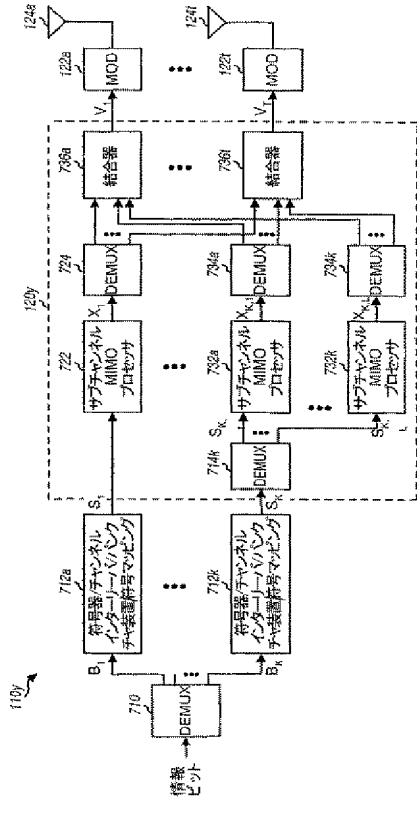
【例5】



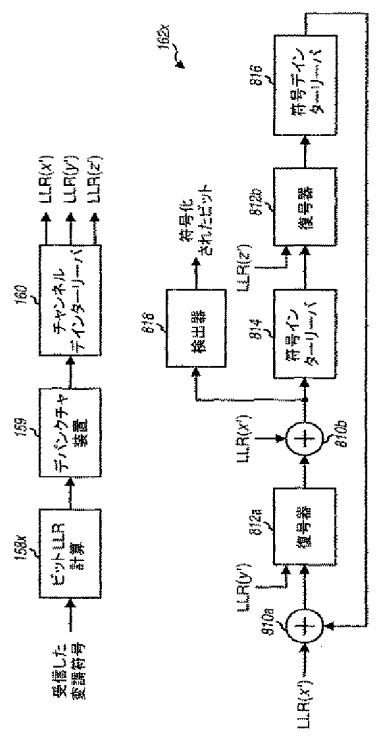
【図6】



【図7】



【図8】



【国際公開パンフレット】

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau(43) International Publication Date
8 August 2002 (08.08.2002)

PCT

(10) International Publication Number
WO 02/062002 A1

(51) International Patent Classification: H04L 1/00, 27/26

(21) International Application Number: PCT/US82/02143

(22) International Filing Date: 23 January 2002 (23.01.2002)

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

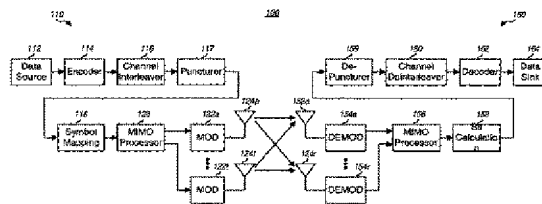
(30) Priority Date: 09/07/01 1 February 2001 (01.02.2001) US

(71) Applicant: QUALCOMM INCORPORATED (US/82),
5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121-1714 (US)(72) Inventors: LING, Fanyun; 11382 Wilts Creek Road, San
Diego, CA 92131 (US); SINDHUSAYANA, Nagabh-
ushanna, T.; 7794 Room Road, San Diego, CA 92120
(US); WALTON, Jay R.; 71 Ledgewood Drive, Needham
MA 01886 (US); WALLACE, Mark; 4 Mabel Lane,
Bedford, MA 01730 (US); FERNANDEZ, Ivan; 1136
Falconer Street #2, San Diego, CA 92109 (US).

(81) Designated States (national): AE, AG, AJ, AM, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GR, GM, HR, HU, ID, IL, IN, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) Designated States (regional): ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SI, SZ, TZ, UG, ZM, ZW),
European patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM),
Latin American patent (AR, BR, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IL, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SI, TR), OAPI patent (BF, BI, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).Published:
with international search report
before the expiration of the time limit for amending the
claims and to be republished in the event of receipt of
amendments(74) Agents: WADSWORTH, Philip, R. et al.; Qualcomm In-
corporated, 5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121-
1714 (US).For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guide-
ance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the begin-
ning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

(57) Abstract: Coding techniques for a (e.g., OFDM) communication system capable of transmitting data on a number of trans-
mission channels at different information bit rates based on the channels' achieved SNR. A base code is used in combination with
common or variable puncturing to achieve different coding rates required by transmission channels. The data (i.e., information bits)
for a data transmission is encoded with the base code, and the coded bits for each channel (or group of channels with the similar
transmission capabilities) are punctured to achieve the required coding rate. The coded bits may be interleaved (e.g., to combat fading
and remove correlation between coded bits in each modulation symbol) prior to puncturing. The unpunctured coded bits are grouped
into non-binary symbols (e.g., using QAM mapping). The modulation symbol may be precoded/filtered prior to transmission.

WO 02/062002 A1

WO 02/062002

PCT/US02/02143

1

CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

BACKGROUND

5

I. Field

The present invention relates to data communication. More particularly, the present invention relates to a novel, flexible, and efficient coding scheme for encoding data for transmission on multiple transmission channels with different transmission capabilities.

II. Description of the Related Art

Wireless communication systems are widely deployed to provide various types of communication such as voice, data, and so on. These systems may be based on code division multiple access (CDMA), time division multiple access (TDMA), orthogonal frequency division modulation (OFDM), or some other modulation techniques. OFDM systems may provide high performance for some channel environments.

In an OFDM system, the operating frequency band is effectively partitioned into a number of "frequency subchannels", or frequency bins. Each subchannel is associated with a respective subcarrier upon which data is modulated, and may be viewed as an independent "transmission channel". Typically, the data to be transmitted (i.e., the information bits) is encoded with a particular coding scheme to generate coded bits. For a high-order modulation scheme (e.g., QPSK, QAM, and so on), the coded bits are grouped into non-binary symbols that are then used to modulate the subcarriers.

The frequency subchannels of an OFDM system may experience different link conditions (e.g., different fading and multipath effects) and may achieve different signal-to-noise-plus-interference ratio (SNR). Consequently, the number of information bits per modulation symbol (i.e., the information bit rate) that may be transmitted on each subchannel for a particular level of performance may be different from subchannel to subchannel. Moreover, the link conditions typically vary with time. As a result, the supported bit rates for the subchannels also vary with time.

The different transmission capabilities of the frequency subchannels plus the time-variant nature of the capabilities make it challenging to provide an effective coding scheme capable of encoding the supported number of

WO 02/062002

PCT/US02/02143

2

information bits/modulation symbol to provide the required coded bits for the subchannels.

Accordingly, a high performance, efficient, and flexible coding scheme that may be used to encode data for transmission on multiple subchannels with
5 different transmission capabilities is highly desirable.

SUMMARY

Various aspects of the present invention provides efficient and effective
10 coding techniques for a communication system capable of transmitting data on a number of "transmission channels" at different information bit rates based on the channels' achieved SNR. A number of coding/puncturing schemes may be used to generate the required coded bits (i.e., the information, tail, and parity bits, if a Turbo code is used). In a first coding/puncturing scheme, a particular
15 base code and common puncturing is used for all transmission channels (e.g., all frequency subchannels in an OFDM system, or spatial subchannels of all frequency subchannels in an OFDM system with multiple input/multiple output antennas (MIMO), as described below). In a second coding/puncturing scheme, the same base code but variable puncturing is used for the
20 transmission channels. The variable puncturing can be used to provide different coding rates for the transmission channels. The coding rate for each transmission channel is dependent on the information bit rate and the modulation scheme selected for the channel.

An embodiment of the invention provides a method for preparing data
25 for transmission on a number of transmission channels in a communication system, e.g., an orthogonal frequency division modulation (OFDM) system. Each transmission channel is operable to transmit a respective sequence of modulation symbols. In accordance with the method, the number of information bits per modulation symbol supported by each transmission
30 channel is determined (e.g., based on the channel's SNR). A modulation scheme is then identified for each transmission channel such that the determined number of information bits per modulation symbol is supported. Based on the supported number of information bits per modulation symbol and the identified modulation scheme, the coding rate for each transmission
35 channel is determined. At least two transmission channels are associated with different coding rates because of different transmission capabilities.

Thereafter, a number of information bits is encoded in accordance with a particular encoding scheme to provide a number of coded bits. If a Turbo code

WO 02/062002

PCT/US02/02143

3

is used, a number of tail and parity bits are generated for the information bits (the coded bits include the information bits, tail bits, and parity bits). The coded bits may be interleaved in accordance with a particular interleaving scheme. For ease of implementation, the interleaving may be performed prior
5 to puncturing. The coded bits (e.g., the tail and parity bits, if a Turbo code is used) are then punctured in accordance with a particular puncturing scheme to provide a number of unpunctured coded bits for the transmission channels. The puncturing is adjusted to achieve different coding rates needed by the transmission channels. As an alternative, the puncturing may also be
10 performed prior to interleaving.

Non-binary symbols are then formed for the transmission channels. Each non-binary symbol includes a group of interleaved and unpunctured coded bits and is mapped a respective modulation symbol. The specific
15 number of coded bits in each non-binary symbol is dependent on the channel's modulation scheme. For a multiple-input multiple-output (MIMO) system capable of transmitting on a number of spatial subchannels for each frequency subchannel, the modulation symbols for each frequency subchannel may be pre-conditioned prior to transmission, as described below.

The invention provides methods and system elements that implement various aspects, embodiments, and features of the invention, as described in
20 further detail below.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

25 The features, nature, and advantages of the present invention will become more apparent from the detailed description set forth below when taken in conjunction with the drawings in which like reference characters identify correspondingly throughout and wherein:

FIG. 1 is a diagram of a multiple-input multiple-output (MIMO)
30 communication system capable of implementing various aspects and embodiments of the invention;

FIG. 2 is a diagram that graphically illustrates an OFDM transmission from one of N_t transmit antennas in the MIMO system;

FIGS. 3A and 3B are diagrams of a parallel concatenated convolutional
35 encoder;

FIG. 3C is a diagram of an embodiment of a puncturer and multiplexer, which may be used to provide variable puncturing of coded bits;

WO 02/062002

PCT/US02/02143

4

FIGS. 4A and 4B are flow diagrams of two coding/puncturing schemes for generating the required coded bits for a data transmission, which utilize a particular base code but common and variable puncturing schemes, respectively;

5 FIG. 5 is a diagram of a signal constellation for 16-QAM and a specific Gray mapping scheme;

FIG. 6 is a block diagram of an embodiment of a MIMO processor;

FIG. 7 is a block diagram of an embodiment of a system capable of providing different processing for different transmissions; and

10 FIG. 8 is a block diagram of an embodiment of the decoding portion of a receiving system.

DETAILED DESCRIPTION OF THE SPECIFIC EMBODIMENTS

15 FIG. 1 is a diagram of a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system 100 capable of implementing various aspects and embodiments of the invention. Communication system 100 can be designed to implement the coding schemes described herein. System 100 can further be operated to employ a combination of antenna, frequency, and temporal
20 diversity to increase spectral efficiency, improve performance, and enhance flexibility. Increased spectral efficiency is characterized by the ability to transmit more bits per second per Hertz (bps/Hz) when and where possible to better utilize the available system bandwidth. Improved performance may be quantified, for example, by a lower bit-error-rate (BER) or frame-error-rate (FER) for a given link signal-to-noise-plus-interference ratio (SNR). And
25 enhanced flexibility is characterized by the ability to accommodate multiple users having different and typically disparate requirements. These goals may be achieved, in part, by employing a high performance and efficient coding scheme, multi-carrier modulation, time division multiplexing (TDM), multiple
30 transmit and/or receive antennas, other techniques, or a combination thereof. The features, aspects, and advantages of the invention are described in further detail below.

As shown in FIG. 1, communication system 100 includes a first system 110 in communication with a second system 150. Within system 110, a data
35 source 112 provides data (i.e., information bits) to an encoder 114 that encodes the data in accordance with a particular coding scheme. The encoding increases the reliability of the data transmission. The coded bits are then provided to a channel interleaver 116 and interleaved (i.e., reordered) in

WO 02/062002

PCT/US02/02143

5

accordance with a particular interleaving scheme. The interleaving provides time and frequency diversity for the coded bits, permits the data to be transmitted based on an average SNR for the subchannels used for the data transmission, combats fading, and further removes correlation between coded bits used to form each modulation symbol, as described below. The interleaved bits are then punctured (i.e., deleted) to provide the required number of coded bits. The encoding, channel interleaving, and puncturing are described in further detail below. The unpunctured coded bits are then provided to a symbol mapping element 118.

10 In an OFDM system, the operating frequency band is effectively partitioned into a number of "frequency subchannels" (i.e., frequency bins). At each "time slot" (i.e., a particular time interval that may be dependent on the bandwidth of the frequency subchannel), a "modulation symbol" may be transmitted on each frequency subchannel. As described in further detail below, the OFDM system may be operated in a MIMO mode in which multiple (N_t) transmit antennas and multiple (N_r) receive antennas are used for a data transmission. The MIMO channel may be decomposed into N_c independent channels, with N_c ≤ N_t and N_c ≤ N_r. Each of the N_c independent channels is also referred to as a "spatial subchannel" of the MIMO channel, which corresponds to a dimension. In the MIMO mode, increased dimensionality is achieved and N_c modulation symbols may be transmitted on N_c spatial subchannels of each frequency subchannel at each time slot. In an OFDM system not operated in the MIMO mode, there is only one spatial subchannel. Each frequency subchannel/spatial subchannel may also be referred to as a "transmission channel". The MIMO mode and spatial subchannel are described in further detail below.

The number of information bits that may be transmitted for each modulation symbol for a particular level of performance is dependent on the SNR of the transmission channel. For each transmission channel, symbol mapping element 118 groups a set of unpunctured coded bits to form a non-binary symbol for that transmission channel. The non-binary symbol is then mapped to a modulation symbol, which represents a point in a signal constellation corresponding to the modulation scheme selected for the transmission channel. The bit grouping and symbol mapping are performed for all transmission channels, and for each time slot used for data transmission. The modulation symbols for all transmission channels are then provided to a MIMO processor 120.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

6

Depending on the particular "spatial" diversity being implemented (if any), MIMO processor 120 may demultiplex, pre-condition, and combine the received modulation symbols. The MIMO processing is described in further detail below. For each transmit antenna, MIMO processor 120 provides a stream of modulation symbol vectors, one vector for each time slot. Each modulation symbol vector includes the modulation symbols for all frequency subchannels for a given time slot. Each stream of modulation symbol vectors is received and modulated by a respective modulator (MOD) 122, and transmitted via an associated antenna 124.

In the embodiment shown in FIG. 1, receiving system 150 includes a number of receive antennas 152 that receive the transmitted signals and provide the received signals to respective demodulators (DEM0D) 154. Each demodulator 154 performs processing complementary to that performed at modulator 122. The demodulated symbols from all demodulators 154 are provided to a MIMO processor 156 and processed in a complementary manner as that performed at MIMO processor 120. The received symbols for the transmission channels are then provided to a bit calculation unit 158 that performs processing complementary to that performed by symbol mapping element 118 and provides values indicative of the received bits. Erasures (e.g., zero value indicatives) are then inserted by a de-puncturer 159 for coded bits punctured at system 110. The de-punctured values are then deinterleaved by a channel deinterleaver 160 and further decoded by a decoder 162 to generate decoded bits, which are then provided to a data sink 164. The channel deinterleaving, de-puncturing, and decoding are complementary to the channel interleaving, puncturing, and encoding performed at the transmitter.

FIG. 2 is a diagram that graphically illustrates an OFDM transmission from one of N_t transmit antennas in a MIMO system. In FIG. 2, the horizontal axis represents time and the vertical axis represents frequency. In this specific example, the transmission channel includes 16 frequency subchannels and is used to transmit a sequence of OFDM symbols, with each OFDM symbol covering all 16 frequency subchannels. A time division multiplexing (TDM) structure is also illustrated in which the data transmission is partitioned into time slots, with each time slot having a particular duration. For the example shown in FIG. 2, the time slot is equal to the length of one modulation symbol.

The available frequency subchannels may be used to transmit signaling, voice, packet data, and so on. In the specific example shown in FIG. 2, the modulation symbol at time slot 1 corresponds to pilot data, which may be periodically transmitted to assist the receiver units synchronize and perform

WO 02/062002

PCT/US02/02143

7

channel estimation. Other techniques for distributing pilot data over time and frequency may also be used. Transmission of the pilot modulation symbol typically occurs at a particular rate, which is usually selected to be fast enough to permit accurate tracking of variations in the communication link.

5 The time slots not used for pilot transmissions can be used to transmit various types of data. For example, frequency subchannels 1 and 2 may be reserved for the transmission of control and broadcast data to the receiver units. The data on these subchannels is generally intended to be received by all receiver units. However, some of the messages on the control channel may be
10 user specific, and may be encoded accordingly.

Voice data and packet data may be transmitted in the remaining frequency subchannels. For the example shown, subchannel 3 at time slots 2 through 9 is used for voice call 1, subchannel 4 at time slots 2 through 9 is used for voice call 2, subchannel 5 at time slots 5 through 9 is used for voice call 3,
15 and subchannel 6 at time slots 7 through 9 is used for voice call 5.

The remaining available frequency subchannels and time slots may be used for transmissions of traffic data. A particular data transmission may occur over multiple subchannels and/or multiple time slots, and multiple data transmissions may occur within any particular time slot. A data transmission
20 may also occur over non-contiguous time slots.

In the example shown in FIG. 2, data 1 transmission uses frequency subchannels 5 through 16 at time slot 2 and subchannels 7 through 16 at time slot 7, data 2 transmission uses subchannels 5 through 16 at time slots 3 and 4 and subchannels 6 through 16 at time slots 5, data 3 transmission uses
25 subchannels 6 through 16 at time slot 6, data 4 transmission uses subchannels 7 through 16 at time slot 8, data 5 transmission uses subchannels 7 through 11 at time slot 9, and data 6 transmission uses subchannels 12 through 16 at time slot 9. Data 1 through 6 transmissions can represent transmissions of traffic data to one or more receiver units.

30 To provide the transmission flexibility and achieve high performance and efficiency, each frequency subchannel at each time slot for each transmit antenna may be viewed as an independent unit of transmission (a modulation symbol) that may be used to transmit any type of data such as pilot, signaling, broadcast, voice, traffic data, some other data type, or a combination thereof.

35 Flexibility, performance, and efficiency may further be achieved by allowing for independence among the modulation symbols, as described below. For example, each modulation symbol may be generated from a modulation

WO 02/062002

PCT/US02/02143

8

scheme (e.g., M-PSK, M-QAM, or some other scheme) that results in the best use of the resource at that particular time, frequency, and space.

MIMO System

- 5 In a terrestrial communications system (e.g., a cellular system, a broadcast system, a multi-channel multi-point distribution system (MMDS) system, and others), an RF modulated signal from a transmitter unit may reach the receiver unit via a number of transmission paths. The characteristics of the transmission paths typically vary over time due to a number of factors. If more
10 than one transmit or receive antenna is used, and if the transmission paths between the transmit and receive antennas are linearly independent (i.e., one transmission is not formed as a linear combination of the other transmissions), which is generally true to at least an extent, then the likelihood of correctly receiving the transmitted signal increases as the number of antennas increases.
15 Generally, as the number of transmit and receive antennas increases, diversity increases and performance improves.

- A MIMO communication system such as the one shown in FIG. 1 employs antennas at both the transmit and receive ends of the communication link. These transmit and receive antennas may be used to provide various
20 forms of "spatial diversity", including "transmit" diversity and "receive" diversity. Spatial diversity is characterized by the use of multiple transmit antennas and one or more receive antennas. Transmit diversity is characterized by the transmission of data over multiple transmit antennas. Typically, additional processing is performed on the data transmitted from the transmit
25 antennas to achieve the desired diversity. For example, the data transmitted from different transmit antennas may be delayed or reordered in time, coded and interleaved across the available transmit antennas, and so on. Receive diversity is characterized by the reception of the transmitted signals on multiple receive antennas, and diversity is achieved by simply receiving the
30 signals via different signal paths.

- Spatial diversity may be used to improve the reliability of the communication link with or without increasing the link capacity. This may be achieved by transmitting or receiving data over multiple paths via multiple
35 antennas. Spatial diversity may be dynamically selected based on the characteristics of the communication link to provide the required performance. For example, higher degree of spatial diversity may be provided for some types of communication (e.g., signaling), for some types of services (e.g., voice), for

WO 02/062002

PCT/US02/02143

9

some communication link characteristics (e.g., low SNR), or for some other conditions or considerations.

The data may be transmitted from multiple antennas and/or on multiple frequency subchannels to obtain the desired diversity. For example, data may
 5 be transmitted on: (1) one subchannel from one antenna, (2) one subchannel (e.g., subchannel 1) from multiple antennas, (3) one subchannel from all N_t antennas, (4) a set of subchannels (e.g., subchannels 1 and 2) from one antenna, (5), a set of subchannels from multiple antennas, (6) a set of subchannels from all N_t antennas, or (7) a set of channels from a set of antennas (e.g., subchannel
 10 1 from antennas 1 and 2 at one time slot, subchannels 1 and 2 from antenna 2 at another time slot, and so on). Thus, any combination of subchannels and antennas may be used to provide antenna and frequency diversity.

In the MIMO communication system, the multi-input multi-output channel can be decomposed into a set of N_c independent spatial subchannels.
 15 The number of such spatial subchannels is less than or equal to the lesser of the number of the transmitting antennas and the number of receiving antennas (i.e., $N_c \leq N_t$ and $N_c \leq N_r$). If \mathbf{H} is the $N_r \times N_t$ matrix that gives the channel response for the N_t transmit antennas and the N_r receive antennas at a specific time, and \mathbf{x} is the N_t -vector inputs to the channel, then the received signal can
 20 be expressed as:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n},$$

where \mathbf{n} is an N_r -vector representing noise plus interference. In one embodiment, the eigenvector decomposition of the Hermitian matrix formed by the product of the channel matrix with its conjugate-transpose can be
 25 expressed as:

$$\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \mathbf{E} \mathbf{\Lambda} \mathbf{E}^H,$$

where the symbol " H " denotes conjugate-transpose, \mathbf{E} is the eigenvector matrix, and $\mathbf{\Lambda}$ is a diagonal matrix of eigenvalues, both of dimension $N_t \times N_t$.

The transmitter converts (i.e., pre-conditions) a set of N_t modulation
 30 symbols \mathbf{b} using the eigenvector matrix \mathbf{E} . The transmitted modulation symbols from the N_t transmit antennas can be expressed as:

$$\mathbf{x} = \mathbf{E}\mathbf{b}.$$

For all antennas, the pre-conditioning of the modulation symbols can be achieved by a matrix multiply operation expressed as:

WO 02/062002

PCT/US02/02143

10

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} & \dots & e_{1N_t} \\ e_{21} & e_{22} & \dots & e_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_t 1} & e_{N_t 2} & \dots & e_{N_t N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_t} \end{bmatrix} \quad \text{Eq (1)}$$

where b_1, b_2, \dots and b_{N_t} are respectively the modulation symbols for a particular frequency subchannel at transmit antennas 1, 2, ... N_t , where each modulation symbol can be generated using, for example, M-PSK, M-QAM, and so on, as described below;

E is the eigenvector matrix related to the transmission characteristics from transmit antennas to the receive antennas; and

x_1, x_2, \dots, x_{N_t} are the pre-conditioned modulation symbols, which can be expressed as:

$$x_1 = b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_t} \cdot e_{1N_t},$$

$$x_2 = b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_t} \cdot e_{2N_t}, \text{ and}$$

$$x_{N_t} = b_1 \cdot e_{N_t 1} + b_2 \cdot e_{N_t 2} + \dots + b_{N_t} \cdot e_{N_t N_t}.$$

The received signal may be expressed as:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{E}\mathbf{b} + \mathbf{n},$$

The receiver performs a channel-matched-filter operation, followed by multiplication by the right eigenvectors. The result of the channel-matched-filter operation is the vector \mathbf{z} , which can be expressed as:

$$\mathbf{z} = E^* \mathbf{H}^* \mathbf{H} \mathbf{E} \mathbf{b} + E^* \mathbf{H}^* \mathbf{n} = \mathbf{A} \mathbf{b} + \hat{\mathbf{n}},$$

where the new noise term has covariance that can be expressed as:

$$E(\hat{\mathbf{n}}\hat{\mathbf{n}}^H) = E(E^* \mathbf{H}^* \mathbf{n} \mathbf{n}^H \mathbf{E}) = E^* \mathbf{H}^* \mathbf{H} \mathbf{E} = \mathbf{A},$$

i.e., the noise components are independent and have variance given by the eigenvalues. The SNR of the i^{th} component of \mathbf{z} is λ_i , the i^{th} diagonal element of \mathbf{A} .

An embodiment of the MIMO processing is described in further detail below and in U.S. Patent Application Serial No. 09/532,491, entitled "HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTICARRIER MODULATION," filed March 22, 2000,

WO 02/062002

PCT/US02/02143

11

assigned to the assignee of the present application and incorporated herein by reference.

Each of the N_c spatial subchannels in the MIMO channel as described in the above embodiment is also referred to as an eigenmode if these channels are independent of each other. For the MIMO mode, one modulation symbol can be transmitted on each of the eigenmodes in each frequency subchannel. Since the SNR may be different for each eigenmode, the number of bits that may be transmitted over each eigenmode may also be different. As noted above, each eigenmode of each frequency subchannel is also referred to as a transmission channel.

In other embodiments, the spatial subchannels can be created differently. For example, a spatial subchannel can be defined as the transmissions from one transmitter antenna to all of the receiver antennas.

As used herein, the MIMO mode includes full channel state information (full-CSI) and partial-CSI processing modes. For both full-CSI and partial-CSI, additional transmission paths are provided via spatially separable subchannels. Full-CSI processing utilizes eigenmodes, as described above. Partial-CSI processing does not utilize eigenmodes, and may involve providing to the transmitter unit (e.g., via feeding back on the reverse link) the SNR for each transmission channel (i.e., receive diversity port), and coding accordingly based on the received SNR.

A number of formulations may be utilized at the receiver unit to provide the requisite information for partial-CSI, including linear and non-linear forms of zero-forcing, channel correlation matrix inversion (CCMI), and minimum mean square error (MMSE), as is known in the art. For example, the derivation of SNRs for a non-linear zero-forcing (partial-CSI) MIMO case is described by P.W. Wolniansky *et al.* in a paper entitled "V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel," Proc. IEEE ISSSE-98, Pisa, Italy, Sept. 30, 1998, and incorporated herein by reference. The eigenvalues from a MIMO formulation are related to the SNRs of the eigenmodes for the full-CSI case. Non-MIMO cases can use an assortment of methods, as is known in the art.

Each transmission channel is associated with a SNR that may be known to both the transmitter and receiver. In this case, the modulation and coding parameters of each modulation symbol can be determined based on the SNR of the corresponding transmission channel. This allows for efficient use of the available frequency subchannels and eigenmodes.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

12

Table 1 lists the number of information bits that may be transmitted in each modulation symbol for a particular level of performance (e.g., 1% frame-error rate, or % FER) for various SNR ranges. For each SNR range, Table 1 also lists a particular modulation scheme selected for use with that SNR range, the number of coded bits that may be transmitted for each modulation symbol for the selected modulation scheme, and the coding rate used to obtain the required number of coded bits/modulation symbol given the supported number of information bits/modulation symbol.

Table 1 lists one combination of modulation scheme and coding rate for each SNR range. The supported bit rate for each transmission channel may be achieved using any one of a number of possible combinations of coding rate and modulation scheme. For example, one information bit per symbol may be achieved using (1) a coding rate of 1/2 and QPSK modulation, (2) a coding rate of 1/3 and 8-PSK modulation, (3) a coding rate of 1/4 and 16-QAM, or (4) some other combination of coding rate and modulation scheme. In Table 1, QPSK, 16-QAM, and 64-QAM are used for the listed SNR ranges. Other modulation schemes such as 8-PSK, 32-QAM, 128-QAM, and so on, may also be employed and are within the scope of the invention.

Table 1

SNR Range	# of Information Bits/Symbol	Modulation Symbol	# of Coded Bits/Symbol	Coding Rate
1.5 - 4.4	1	QPSK	2	1/2
4.4 - 6.4	1.5	QPSK	2	3/4
6.4 - 8.35	2	16-QAM	4	1/2
8.35 - 10.4	2.5	16-QAM	4	5/8
10.4 - 12.3	3	16-QAM	4	3/4
12.3 - 14.15	3.5	64-QAM	6	7/12
14.15 - 15.55	4	64-QAM	6	2/3
15.55 - 17.35	4.5	64-QAM	6	3/4
> 17.35	5	64-QAM	6	5/6

For clarity, various aspects of the invention are described for an OFDM system and, in many instances, for an OFDM system operating in a MIMO mode. However, the encoding and processing techniques described herein may generally be applied to various communication systems such as, for example, (1) an OFDM system operating without MIMO, (2) a MIMO system operating without OFDM (i.e., operating based on a single frequency

WO 02/062002

PCT/US02/02143

13

sub-channel, i.e., a single RF carrier, but multiple spatial subchannels), (3) a MIMO system operating with OFDM, and (4) others. OFDM is simply one technique for subdividing a wideband channel into a number of orthogonal frequency subchannels.

5

Encoding

FIG. 3A is a block diagram of an embodiment of a parallel concatenated convolutional encoder 114x, which is often referred to as a Turbo encoder. Turbo encoder 114x represents one implementation of the forward error correction (FEC) portion of encoder 114 in FIG. 1 and may be used to encode data for transmission over one or more transmission channels.

The encoding within encoder 114 may include error correction coding or error detection coding, or both, which are used to increase the reliability of the link. The encoding may include, for example, cyclic redundancy check (CRC) coding, convolutional coding, Turbo coding, Trellis coding, block coding (e.g., Reed-Solomon coding), other types of coding, or a combination thereof. For a wireless communication system, a packet of data may be initially encoded with a particular CRC code, and the CRC bits are appended to the data packet. Additional overhead bits may also be appended to the data packet to form a formatted data packet, which is then encoded with a convolutional or Turbo code. As used herein, "information bits" refer to bits provided to the convolutional or Turbo encoder, including transmitted data bits and bits used to provide error detection or correction capability for the transmitted bits.

As shown in FIG. 3A, Turbo encoder 114x includes two constituent encoders 312a and 312b, and a code interleaver 314. Constituent encoder 312a receives and encodes the information bits, x , in accordance with a first constituent code to generate a first sequence of tail and parity bits, y . Code interleaver 314 receives and interleaves the information bits in accordance with a particular interleaving scheme. Constituent encoder 312b receives and encodes the interleaved bits in accordance with a second constituent code to generate a second sequence of tail and parity bits, z . The information bits, tail bits, and parity bits from encoders 312a and 312b are provided to the next processing element (channel interleaver 116).

FIG. 3B is a diagram of an embodiment of a Turbo encoder 114y, which is one implementation of Turbo encoder 114x and may also be used within encoder 114 in FIG. 1. In this example, Turbo encoder 114y is a rate 1/3 encoder that provides two parity bits, y and z , for each information bit x .

35

WO 02/062002

PCT/US02/02143

14

In the embodiment shown in FIG. 3B, each constituent encoder 322 of Turbo encoder 114y implements the following transfer function for the constituent code:

$$G(D) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{n(D)}{d(D)} \end{bmatrix},$$

5 where

$$n(D) = 1 + D + D^2, \text{ and}$$

$$d(D) = 1 + D^2 + D^3$$

Other constituent codes may also be used and are within the scope of the invention.

Each constituent encoder 322 includes a number of series coupled delay elements 332, a number of modulo-2 adders 334, and a switch 336. Initially, the states of delay elements 332 are set to zeros and switch 336 is in the up position. Then, for each information bit in a data packet, adder 334a performs modulo-2 addition of the information bit with the output bit from adder 334c and provides the result to delay element 332a. Adder 334b receives and performs modulo-2 addition of the bits from adder 334a and delay elements 332a and 332c, and provides the parity bit *y*. Adder 334c performs modulo-2 addition of the bits from delay elements 332b and 332c.

After all *N* information bits in the data packet have been encoded, switch 336 is moved to the down position and three zero ("0") bits are provided to the constituent encoder 322a. Constituent encoder 322a then encodes the three zero bits and provides three tail systematic bits and three tail parity bits.

For each packet of *N* information bits, constituent encoder 322a provides *N* information bits *x*, the first three tail systematic bits, *N* parity bits *y*, and the first three tail parity bits, and constituent encoder 322b provides the second three tail systematic bits, *N* parity bits *z*, and the last three tail parity bits. For each packet, encoder 114y provides *N* information bits, six tail systematic bits, *N*+3 parity bits from encoder 322a, and *N*+3 parity bits from encoder 322b.

Code interleaver 314 may implement any one of a number of interleaving schemes. In one specific interleaving scheme, the *N* information bits in the packet are written, by row, into a 2^n -row by 2^n -column array, where *n* is the smallest integer such that $N \leq 2^{2n}$. The rows are then shuffled according to a bit-reversal rule. For example, row 1 ("00001") is swapped with row 16 ("10000"), row 3 ("00011") is swapped with row 24 ("11000"), and so on. The bits

WO 02/062002

PCT/US02/02143

15

within each row are then permuted (i.e., rearranged) according to a row-specific linear congruential sequence (LCS). The LCS for row k may be defined as $x_k(i+1) = [x_k(i) + c_k] \bmod 2^n$, where $i = 0, 1, \dots, 2^n-1$, $x_k(0) = c_k$, and c_k is a specific value selected for each row and is further dependent on the value for n . For permutation in each row, the i^{th} bit in the row is placed in location $x(i)$. The bits in code interleaver 314 are then read out by column.

The above LCS code interleaving scheme is described in further detail in commonly assigned U.S. Patent Application Serial No. 09/205,511, entitled "TURBO CODE INTERLEAVER USING LINEAR CONGRUENTIAL SEQUENCES," filed December 4, 1998, and in a document entitled "C.S0002-A-1 Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems" (hereinafter referred to as the cdma2000 standard), both of which are incorporated herein by reference.

Other code interleaver may also be used and are within the scope of the invention. For example, a random interleaver or a symmetrical-random (S-random) interleaver may also be used instead of the linear congruential sequence interleaver described above.

For clarity, the data coding is specifically described based on a Turbo code. Other coding schemes may also be used and are within the scope of the invention. For example, the data may be coded with a convolutional code, a block code, a concatenated code comprised of a combination of block, convolutional, and/or Turbo codes, or some other code. The data may be coded in accordance with a "base" code, and the coded bits may thereafter be processed (e.g., punctured) based on the capabilities of the transmission channels used to transmit the data.

Channel Interleaving

Referring back to FIG. 1, the coded bits from encoder 114 are interleaved by channel interleaver 116 to provide temporal and frequency diversity against deleterious path effects (e.g., fading). Moreover, since coded bits are subsequently grouped together to form non-binary symbols that are then mapped to modulation symbols, the interleaving further ensures that the coded bits that form each modulation symbol are not located close to each other (temporally). For static additive white Gaussian noise (AWGN) channels, the channel interleaving is less critical when a Turbo encoder is also employed, since the code interleaver effectively performs similar functions.

Various interleaving schemes may be used for the channel interleaver. In one interleaving scheme, the coded bits (i.e., the information, tail, and parity

WO 02/062002

PCT/US02/02143

16

bits) for each packet are written (linearly) to rows of memory. The bits in each row may then be permuted (i.e., rearranged) based on (1) a bit-reversal rule, (2) a linear congruential sequence (such as the one described above for the code interleaver), (3) a randomly generated pattern, (4) or a permutation pattern generated in some other manner. The rows are also permuted in accordance with a particular row permutation pattern. The permuted coded bits are then retrieved from each column and provided to puncturer 117.

In an embodiment, the channel interleaving is performed individually for each bit stream in a packet. For each packet, the information bits x , the tail and parity bits y from the first constituent encoder, and the tail and parity bits z from the second constituent encoder may be interleaved by three separate interleavers, which may employ the same or different channel interleaving schemes. This separate interleaving allows for flexible puncturing on the individual bit streams.

The interleaving interval may be selected to provide the desired temporal and frequency diversity. For example, coded bits for a particular time period (e.g., 10 msec, 20 msec, or some other) and/or for a particular number of transmission channels may be interleaved.

20 Puncturing

As noted above, for an OFDM communication system, the number of information bits that may be transmitted for each modulation symbol is dependent on the SNR of the transmission channel used to transmit the modulation symbol. And for an OFDM system operated in the MIMO mode, the number of information bits that may be transmitted for each modulation symbol is dependent on the SNR of the frequency subchannel and spatial subchannel used to transmit the modulation symbol.

In accordance with an aspect of the invention, a number of coding/puncturing schemes may be used to generate the coded bits (i.e., information, tail, and parity bits) for transmission. In a first coding/puncturing scheme, a particular base code and common puncturing is applied for all transmission channels. In a second coding/puncturing scheme, the same base code but variable puncturing is applied for the transmission channels. The variable puncturing is dependent on the SNR of the transmission channels.

FIG. 4A is a flow diagram of an embodiment for generating the required coded bits for a data transmission, which employs the base code and common puncturing scheme. Initially, the SNR for each transmission channel (i.e., each eigenmode of each frequency subchannel) is determined, at step 412. For an

WO 02/062002

PCT/US02/02143

17

OFDM system not operated in the MIMO mode, only one eigenmode is supported and thus only one SNR is determined for each frequency subchannel. The SNR for each transmission channel may be determined based on the transmitted pilot reference or via some other mechanism.

5 At step 414, the number of information bits per modulation symbol supported by each transmission channel is determined based on its SNR. A table that associates a range of SNR with each specific number of information bits/modulation symbol, such as Table 1, may be used. However, finer quantization than the 0.5-bit step size for the information bits shown in Table 1
10 may be used. A modulation scheme is then selected for each transmission channel such that the number of information bits/modulation symbol can be transmitted, at step 416. The modulation scheme may also be selected to take into account other factors (e.g., coding complexity), as described in further detail below.

15 At step 418, the total number of information bits that may be transmitted in each time slot for all transmission channels is determined. This can be achieved by summing the number of information bits/modulation symbol determined for all transmission channels. Similarly, the total number of coded bits that may be transmitted in each time slot for all transmission channels is
20 determined, at step 420. This can be achieved by determining the number of coded bits/modulation symbol for each modulation scheme selected in step 416, and summing the number of coded bits for all transmission channels.

 At step 422, the total number of information bits determined in step 418 is encoded with a particular encoder. If a Turbo encoder is used, the tail bits
25 and parity bits generated by the encoder are punctured to obtain the total number of coded bits determined in step 420. The unpunctured coded bits are then grouped into non-binary symbols, which are then mapped to modulation symbols for the transmission channels, at step 426.

 The first coding/puncturing scheme is relatively simple to implement
30 since the same base code and puncturing scheme are used for all transmission channels. The modulation symbol for each transmission channel represents a point in a signal constellation corresponding to the modulation scheme selected for that transmission channel. If the distribution of the SNR for the transmission channels is widespread, the distance between the constellation
35 points relative to the noise variance for different signal constellations will vary widely. This may then impact the performance of the system.

 FIG. 4B is a flow diagram of an embodiment for generating the required coded bits for a data transmission, which employs the same base code but

WO 02/062002

PCT/US02/02143

18

variable puncturing scheme. Initially, the SNR for each transmission channel is determined, at step 432. In an embodiment, transmission channels with insufficient SNR are omitted from use for data transmission (i.e., no data is transmitted on poor transmission channels). The number of information bits per modulation symbol supported by each transmission channel is then determined based on its SNR, at step 434. A modulation scheme is next selected for each transmission channel such that the number of information bits/modulation symbol can be transmitted, at step 436. Steps 432, 434, and 436 in FIG. 4B correspond to steps 412, 414, and 416 in FIG. 4A.

At step 438, the transmission channels belonging to the same SNR range are grouped into a segment. Alternatively, ranges can be defined for the number of information bits per modulation symbol (e.g., range 1 covering 1.0 to 1.5 information bits/modulation symbol, range 2 covering 1.5 to 2.0 information bits/modulation symbol, and so on). In this case, transmission channels having number of information bits per modulation symbol within the same range are grouped into a segment.

Each segment includes K_i transmission channels, where K_i can be any integer one or greater. The total number of information bits and total number of coded bits that can be transmitted in each segment are then determined, at step 440. For example, segment i may include K_i transmission channels, each of which may support transmission of N_i information bits/modulation symbol and P_i tail and parity bits/modulation symbol. For each time slot, the total number of information bits that may be transmitted in segment i can be computed as $K_i N_i$, the total number of tail and parity bits that may be transmitted can be computed as $K_i P_i$, and the total number of coded bits may be computed as $K_i(N_i + P_i)$.

At step 442, the information bits to be transmitted in each time slot for all segments, which may be computed as $\sum_i K_i N_i$, are encoded with a particular encoder (e.g., a rate 1/3 Turbo encoder such as the one shown in FIG. 3B). At step 444, N_i information bits and N_i/R parity and tail bits are assigned to each transmission channel of segment i , where R is the coding rate of the encoder. The N_i/R parity and tail bits are then punctured to obtain the P_i parity and tail bits required for each transmission channel of the segment, at step 446. At step 448, the N_i information bits and the P_i parity and tail bits for each transmission channel of segment i are mapped to a modulation symbol for the transmission channel.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

19

The second coding/puncturing scheme may provide improved performance over the first scheme, especially if the distribution of SNR for the transmission channels is widespread. Since different modulation schemes and coding rate may be used for different transmission channels, the number of bits transmitted on each transmission channel is typically communicated from the receiver to the transmitter on the reverse link.

Table 1 shows the quantization of the number of information bits/modulation symbol using 0.5-bit step size. The quantization granularity may be reduced (i.e., to be finer than 0.5-bit) if each segment (and not each transmission channel) is required to support an integer number of information bits. If $K_i N_i$ is required to be an integer, a larger integer value for K_i allows for a smaller step size for N_i . The quantization granularity may be further reduced if the quantization is allowed to be carried from segment to segment. For example, if one bit needs to be rounded-off in one segment, one bit may be rounded-up in the next segment, if appropriate. The quantization granularity may also be reduced if the quantization is allowed to be carried over multiple time slots.

To support an OFDM system (especially one operated in the MIMO mode) whereby different SNR may be achieved for the transmission channels, a flexible puncturing scheme may be used in conjunction with a common base encoder (e.g., a rate 1/3 Turbo encoder) to achieve the necessary coding rates. This flexible puncturing scheme may be used to provide the necessary number of tail and parity bits for each segment. For a high coding rate in which more tail and parity bits are punctured than retained, the puncturing may be efficiently achieved by retaining the required number of tail and parity bits as they are generated by the encoder and discarding the others.

As an example, a segment may include 20 16-QAM modulation symbols and has a SNR that supports transmission of 2.75 information bits/modulation symbol. For this segment, 55 information bits ($55 = 20 \times 2.75$) may be transmitted in 20 modulation symbols. Each 16-QAM modulation symbol is formed with four coded bits, and 80 coded bits are needed for 20 modulation symbols. The 55 information bits may be encoded with a rate 1/3 encoder to generate 122 tail and parity bits and 55 information bits. These 122 tail and parity bits may be punctured to provide the 35 tail and parity bits required for the segment, which in combination with the 55 information bits comprise the 80 coded bits.

Referring back to FIG. 1, puncturer 117 receives the interleaved information and parity bits from channel interleaver 116, punctures (i.e.,

WO 02/062002

PCT/US02/02143

20

deletes) some of the tail and parity bits to achieve the desired coding rate(s), and multiplexes the unpunctured information, tail, and parity bits into a sequence of coded bits. The information bits (which are also referred to as systematic bits) may also be punctured along with the tail and parity bits, and this is within the scope of the invention.

FIG. 3C is a diagram of an embodiment of a puncturer 117x, which may be used to provide variable puncturing of coded bits. Puncturer 117x is one implementation of puncturer 117 in FIG. 1. Using a set of counters, puncturer 117x performs puncturing to retain P_i tail and parity bits out of Q_i tail and parity bits generated by the encoder for segment i.

Within puncturer 117x, the interleaved tail and parity bits y_{prt} and z_{prt} from the two constituent encoders of the Turbo encoder are provided to two inputs of a switch 342. Switch 342 provides either the y_{prt} tail and parity bits or the z_{prt} tail and parity bits to line 343, depending on a control signal from a toggle unit 348. Switch 342 ensures that the tail and parity bits from the two constituent encoders are evenly selected by alternating between the two tail and parity bit streams.

A first counter 352 performs modulo-Q addition and wraps around after its content reaches beyond Q-1. A second counter 354 counts (by one) the Q tail and parity bits. For each segment, both counters 352 and 354 are initially set to zero, switch 342 is in the up position, and the first tail or parity bit y_{prt} is provided from multiplexer 346 by closing a switch 344 and appropriately controlling the multiplexer. For each subsequent clock cycle, counter 352 is incremented by P and counter 354 is incremented by one. The value of counter 352 is provided to a decision unit 356. If counter 352 experiences a modulo-Q operation (i.e., the content of counter 352 wraps around), the tail or parity bit on line 343 is provided through switch 344 to multiplexer 346, which then provides the tail or parity bit as an output coded bit. Each time a tail or parity bit is provided from multiplexer 346, toggle unit 348 toggles the state of the control signal, and the other tail and parity bit stream is provided to line 343. The process continues until all Q_i tail and parity bits in the segment are exhausted, as indicated by comparison unit 358.

Other puncturing patterns may also be used and are within the scope of the invention. To provide good performance, the number of tail and parity bits to be punctured should be balanced between the two constituent codes (i.e., approximately equal number of y_{prt} and z_{prt} tail and parity bits are selected) and the unpunctured bits should be distributed relatively evenly over the code block for each segment.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

21

In certain instances, the number of information bits may be less than the capacity of the transmission channels. In such instances, the available and unfilled bit positions may be filled with zero padding, by repeating some of the coded bits, or by some other scheme. The transmit power may also be reduced
 5 for some schemes.

Gray Mapping

In an embodiment, for each modulation scheme (e.g., QPSK, 16-QAM, 64-QAM, and so on) selected for use, the points in the signal constellation for the modulation scheme are defined using Gray mapping. The Gray mapping
 10 reduces the number of bit errors for more likely error events, as described in further detail below.

FIG. 5 is a diagram of a signal constellation for 16-QAM and a specific Gray mapping scheme. The signal constellation for 16-QAM includes 16 points, each of which is associated with a specific 4-bit value. For Gray mapping, the 4-bit values are associated with the points in the signal constellation such that the values for adjacent points (in the horizontal or vertical direction) differ by only one bit position. The values for points further away differ by more bit positions (e.g., the values for adjacent points in the diagonal direction differ by two bit positions).
 15 20

Each group of four coded bits (b_1, b_2, b_3, b_4) is mapped to a specific point in the signal constellation associated with the same value as that of the four coded bits. For example, a value of ("0111") for the four coded bits is mapped to a point 512 in the signal constellation. This point then represents the modulation symbol for the four coded bits. For 16-QAM, each modulation symbol represents a specific one of the 16 points in the signal constellation, with the specific point being determined by the value of the four coded bits. Each modulation symbol can be expressed as a complex number ($c + jd$) and provided to the next processing element (i.e., MIMO processor 120 in FIG. 1).
 25 30

At the receiver unit, the modulation symbols are received in the presence of noise and typically do not map to the exact location in the signal constellation. For the above example, the received modulation symbol for the transmitted coded bits ("0111") may not map to point 512 at the receiver unit. The noise may have caused the received modulation symbol to be mapped to another location in the signal constellation. Typically, there is greater likelihood of the received modulation symbol being mapped to a location near the correct location (e.g., near the points for "0101", "0011", "0110", or "1111").
 35 Thus, the more likely error event is a received modulation symbol being

WO 02/062002

PCT/US02/02143

22

erroneously mapped to a point adjacent to the correct point. And since adjacent points in the signal constellation have values that differ by only one bit position, the Gray mapping reduces the number of error bits for more likely error events.

- 5 FIG. 5 shows a specific Gray mapping scheme for the 16-QAM signal constellation. Other Gray mapping schemes may also be used and are within the scope of the invention. The signal constellations for other modulation schemes (e.g., 8-PSK, 64-QAM, and so on) may also be mapped with similar or other Gray mapping schemes. For some modulation schemes such as 32-QAM
10 and 128-QAM, a partial Gray mapping scheme may be used if a full Gray mapping scheme is not possible. Also, mapping schemes not based on Gray mapping may also be used and are within the scope of the invention.

MIMO Processing

- 15 FIG. 6 is a block diagram of an embodiment of a MIMO processor 120x, which is one implementation of MIMO processor 120 in FIG. 1. The modulation symbols may be transmitted on multiple frequency subchannels and possibly from multiple transmit antennas. When operating in the MIMO mode, the transmission on each frequency subchannel and from each transmit
20 antenna represents non-duplicated data.

- Within MIMO processor 120x, a demultiplexer (DEMUX) 610 receives and demultiplexes the modulation symbols into a number of subchannel symbol streams, S_1 through S_{N_t} , one subchannel symbol stream for each frequency subchannel used to transmit the symbols. Each subchannel symbol
25 stream is then provided to a respective subchannel MIMO processor 612.

- Each subchannel MIMO processor 612 may further demultiplex the received subchannel symbol stream into a number of (up to N_s) symbol sub-streams, one symbol sub-stream for each antenna used to transmit the modulation symbols. When the OFDM system is operated in the MIMO mode,
30 each subchannel MIMO processors 612 pre-conditions the (up to) N_s modulation symbols in accordance with equation (1) described above to generate pre-conditioned modulation symbols, which are subsequently transmitted. In the MIMO mode, each pre-conditioned modulation symbol for a particular frequency subchannel of a particular transmit antenna represents a
35 linear combination of (weighted) modulation symbols for up to N_t transmit antennas. Each of the (up to) N_s modulation symbols used to generate each pre-conditioned modulation symbol may be associated with a different signal constellation.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

23

For each time slot, (up to) N_t pre-conditioned modulation symbols may be generated by each subchannel MIMO processor 612 and provided to (up to) N_t symbol combiners 616a through 616f. For example, subchannel MIMO processor 614a assigned to frequency subchannel 1 may provide up to N_t pre-conditioned modulation symbols for frequency subchannel 1 of antennas 1 through N_t . Similarly, subchannel MIMO processor 612l assigned to frequency subchannel L may provide up to N_t symbols for frequency subchannel L of antennas 1 through N_t . Each combiner 616 receives the pre-conditioned modulation symbols for the L frequency subchannels, combines the symbols for each time slot into a modulation symbol vector, V , and provides the modulation symbol vector to the next processing stage (i.e., modulator 122).

MIMO processor 120x thus receives and processes the modulation symbols to provide N_t modulation symbol vectors, V_1 through V_{N_t} , one modulation symbol vector for each transmit antenna. The collection of L pre-conditioned modulation symbols for each time slot of each antenna form a modulation symbol vector V of dimensionality L. Each element of the modulation symbol vector V is associated with a specific frequency subchannel having a unique subcarrier on which the modulation symbol is conveyed. The collection of the L modulation symbols are all orthogonal to one another. If not operating in a "pure" MIMO mode, some of the modulation symbol vectors may have duplicate information on specific frequency subchannels for different transmit antennas.

Subchannel MIMO processor 612 may be designed to provide the necessary processing to implement full channel state information (full-CSI) or partial-CSI processing for the MIMO mode. Full CSI includes sufficient characterization of the propagation path (i.e., amplitude and phase) between all pairs of transmit and receive antennas for each frequency subchannel. Partial CSI may include, for example, the SNR of the spatial subchannels. The CSI processing may be performed based on the available CSI information and on the selected frequency subchannels, transmit antennas, and so on. The CSI processing may also be enabled and disabled selectively and dynamically. For example, the CSI processing may be enabled for a particular data transmission and disabled for some other data transmissions. The CSI processing may be enabled under certain conditions, for example, when the communication link has adequate SNR. Full-CSI and partial-CSI processing is described in further detail in the aforementioned U.S. Patent Application Serial No. 09/532,491.

FIG. 6 also shows an embodiment of modulator 122. The modulation symbol vectors V_1 through V_{N_t} from MIMO processor 120x are provided to

WO 02/062002

PCT/US02/02143

24

modulators 114a through 114t, respectively. In the embodiment shown in FIG. 6, each modulator 114 includes an IFFT 620, cycle prefix generator 622, and an upconverter 624.

IFFT 620 converts each received modulation symbol vector into its time-domain representation (which is referred to as an OFDM symbol) using the inverse fast Fourier transform (IFFT). IFFT 620 can be designed to perform the IFFT on any number of frequency subchannels (e.g., 8, 16, 32, and so on). In an embodiment, for each modulation symbol vector converted to an OFDM symbol, cycle prefix generator 622 repeats a portion of the time-domain representation of the OFDM symbol to form a transmission symbol for the specific antenna. The cyclic prefix insures that the transmission symbol retains its orthogonal properties in the presence of multipath delay spread, thereby improving performance against deleterious path effects. The implementation of IFFT 620 and cycle prefix generator 622 is known in the art and not described in detail herein.

The time-domain representations from each cycle prefix generator 622 (i.e., the "transmission" symbols for each antenna) are then processed by upconverter 624, converted into an analog signal, modulated to a RF frequency, and conditioned (e.g., amplified and filtered) to generate an RF modulated signal, which is then transmitted from the respective antenna 124.

OFDM modulation is described in further detail in a paper entitled "Multicarrier Modulation for Data Transmission : An Idea Whose Time Has Come," by John A.C. Bingham, IEEE Communications Magazine, May 1990, which is incorporated herein by reference.

For an OFDM system not operated in the MIMO mode, MIMO processor 120 may be removed or disabled and the modulation symbols may be grouped into the modulation symbol vector V without any pre-conditioning. This vector is then provided to modulator 122. And for an OFDM system operated with transmit diversity (and not in the MIMO mode), demultiplexer 614 may be removed or disabled and the (same) pre-conditioned modulation symbols are provided to (up to) N_t combiners.

As shown in FIG. 2, a number of different transmissions (e.g., voice, signaling, data, pilot, and so on) may be transmitted by the system. Each of these transmissions may require different processing.

FIG. 7 is a block diagram of an embodiment of a system 110y capable of providing different processing for different transmissions. The aggregate input data, which includes all information bits to be transmitted by system 110y, is provided to a demultiplexer 710. Demultiplexer 710 demultiplexes the input

WO 02/062002

PCT/US02/02143

25

data into a number of (K) channel data streams, B_1 through B_K . Each channel data stream may correspond to, for example, a signaling channel, a broadcast channel, a voice call, or a traffic data transmission. Each channel data stream is provided to a respective encoder/channel interleaver/puncturer/symbol mapping element 712 that encodes the data using a particular encoding scheme selected for that channel data stream, interleaves the encoded data based on a particular interleaving scheme, punctures the interleaved code bits, and maps the interleaved data into modulation symbols for the one or more transmission channels used for transmitting that channel data stream.

10 The encoding can be performed on a per channel basis (i.e., on each channel data stream, as shown in FIG. 7). However, the encoding may also be performed on the aggregate input data (as shown in FIG. 1), on a number of channel data streams, on a portion of a channel data stream, across a set of frequency subchannels, across a set of spatial subchannels, across a set of frequency subchannels and spatial subchannels, across each frequency subchannel, on each modulation symbol, or on some other unit of time, space, and frequency.

The modulation symbol stream from each encoder/channel interleaver/puncturer/symbol mapping element 712 may be transmitted on one or more frequency subchannels and via one or more spatial subchannels of each frequency subchannel. A MIMO processor 120y receives the modulation symbol streams from elements 712. Depending on the mode to be used for each modulation symbol stream, MIMO processor 120y may demultiplex the modulation symbol stream into a number of subchannel symbol streams. In the embodiment shown in FIG. 7, modulation symbol stream S_1 is transmitted on one frequency subchannel and modulation symbol stream S_K is transmitted on L frequency subchannels. The modulation stream for each frequency subchannel is processed by a respective subchannel MIMO processor, demultiplexed, and combined in similar manner as that described in FIG. 6 to form a modulation symbol vector for each transmit antenna.

30 In general, the transmitter unit codes and modulates data for each transmission channel based on information descriptive of the channel's transmission capability. This information is typically in the form of partial-CSI or full-CSI described above. The partial or full-CSI for the transmission channels to be used for a data transmission is typically determined at the receiver unit and reported back to the transmitter unit, which then uses the information to code and modulate data accordingly. The techniques described herein are applicable for multiple parallel transmission channels supported by

WO 02/062002

PCT/US02/02143

26

MIMO, OFDM, or any other communication scheme (e.g., a CDMA scheme) capable of supporting multiple parallel transmission channels.

Demodulation and Decoding

FIG. 8 is a block diagram of an embodiment of a decoding portion of system 150. For this embodiment, a Turbo encoder is used to encode the data prior to transmission. A Turbo decoder is correspondingly used to decode the received modulation symbols.

As shown in FIG. 8, the received modulation symbols are provided to a bit log-likelihood ratio (LLR) calculation unit 158x, which calculates the LLRs of the bits that make up each modulation symbol. Since a Turbo decoder operates on LLRs (as oppose to bits), bit LLR calculation unit 158x provides an LLR for each received coded bit. The LLR for each received coded bit is the logarithm of the probability that the received coded bit is a zero divided by the probability that the received coded bit is a one.

As described above, M coded bits (b_1, b_2, \dots, b_M) are grouped to form a single non-binary symbol S, which is then mapped to a modulation symbol T(S) (i.e., modulated to a high-order signal constellation). The modulation symbol is processed, transmitted, received, and further processed to provide a received modulation symbol R(S). The LLR of coded bit b_m in the received modulation symbol can be computed as:

$$\begin{aligned} LLR(b_m) &= \log \left(\frac{P(b_m = 0)}{P(b_m = 1)} \right) \\ &= \log(P(R(S) | b_m = 0)) - \log(P(R(S) | b_m = 1)) \quad \text{Eq. (2)} \\ &= \log \left(\sum_{T(S) \in \mathcal{S}_0} P(R(S) | T(S)) \right) - \log \left(\sum_{T(S) \in \mathcal{S}_1} P(R(S) | T(S)) \right) \end{aligned}$$

where $P(R(S) | b_m = 0)$ is the probability of bit b_m being a zero based on the received symbol R(S). Approximations may also be used in computing the LLRs.

De-puncturer 159 then inserts "erasures" for code bits that have been deleted (i.e., punctured) at the transmitter. The erasures typically have a value of zero ("0"), which is indicative of the punctured bit being equally likely to be a zero or a one.

From equation (2), it can be noted that the LLRs for the received coded bits within a modulation symbol tend to be correlated. This correlation can be

WO 02/062002

PCT/US02/02143

27

broken up by interleaving the coded bits prior to modulation. As shown in FIG. 1, the channel interleaving advantageously performs the decorrelation of the coded bits in each modulation symbol.

The coded bit LLRs are provided to a channel deinterleaver 160 and
5 deinterleaved in a manner complementary to the channel interleaving performed at the transmitter. The channel deinterleaved LLRs corresponding to the received information, tail, and parity bits are then provided to a Turbo decoder 162x.

Turbo decoder 162x includes summers 810a and 810b, decoders 812a and
10 812b, a code interleaver 814, a code deinterleaver 816, and a detector 818. In an embodiment, each decoder 812 is implemented as a soft-input/soft-output (SISO) maximum a posteriori (MAP) decoder.

Summer 810a receives and sums the LLRs of the received information bits, $LLR(r')$, and the extrinsic information from deinterleaver 816 (which is set
15 to zeros on the first iteration), and provides refined LLRs. The refined LLRs are associated with greater confidence in the detected values of the received information bits.

Decoder 812a receives the refined LLRs from summer 810a and the LLRs of the received tail and parity bits from the first constituent encoder, $LLR(y')$,
20 and decodes the received LLRs to generate extrinsic information indicative of corrections in the probability values for the received information bits. The extrinsic information from decoder 812a are summed with the received information bit LLRs by summer 810b, and the refined LLRs are stored to code interleaver 814. Code interleaver 814 implements the same code interleaving
25 used at the Turbo encoder (e.g., the same as code interleaver 314 in FIG. 3B).

Decoder 812b receives the interleaved LLRs from interleaver 814 and the LLRs of the received tail and parity bits from the second constituent encoder, $LLR(z')$, and decodes the received LLRs to generate extrinsic information
30 indicative of further corrections in the probability values for the received information bits. The extrinsic information from decoder 812b is stored to code deinterleaver 816, which implements a deinterleaving scheme complementary to the interleaving scheme used for interleaver 814.

The decoding of the received coded bit LLRs is iterated a number of times. With each iteration, greater confidence is gained for the refined LLRs.
35 After all the decoding iterations have been completed, the final refined LLRs are provided to detector 818, which provides values for the received information bits based on the LLRs.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

28

Other types of decoder may also be used beside the SISO MAP decoder such as one that implements the soft output Viterbi algorithm (SOVA). The design of the decoder is typically dependent on the particular Turbo coding scheme used at the transmitter.

- 5 Turbo decoding is described in greater detail by Steven S. Pietrobon in a paper entitled "Implementation and Performance of a Turbo/Map Decoder," International Journal of Satellite Communications, Vol. 16, 1998, pp. 23-46, which is incorporated herein by reference.

10 **Modulation Scheme and Coding Rate**

- The achieved SNR of each transmission channel supports a particular number of information bits per modulation symbol (i.e., a particular information bit rate) for a desired level of performance (e.g., 1% FER). This information bit rate may be supported by a number of different modulation schemes. For example, a bit rate of 1.5 information bits/modulation symbol may be supported by QPSK, 8-PSK, 16-QAM, or any higher order modulation scheme. Each modulation scheme is able to transmit a particular number of coded bits per modulation symbol.

- Depending on the selected modulation scheme, a corresponding coding rate is selected such that the required number of coded bits is provided for the number of information bits for each modulation symbol. For the above example, QPSK, 8-PSK, and 16-QAM are respectively able to transmit 2, 3, and 4 coded bits per modulation symbol. For an information bit rate of 1.5 information bits/modulation symbol, coding rates of 3/4, 1/2, and 3/8 are used to generate the required number of coded bits for QPSK, 8-PSK, and 16-QAM, respectively. Thus, different combinations of modulation scheme and coding rate may be used to support a particular information bit rate.

- In certain embodiments of the invention, a "weak" binary code (i.e., a high coding rate) is used in conjunction with a low-order modulation scheme for the supported bit rate. Through a series of simulation, it is observed that a lower order modulation scheme in combination with a weaker code may offer better performance than a higher order modulation scheme with a stronger code. This result may be explained as follows. The LLR decoding metrics of binary Turbo codes in an AWGN channel is near optimal for the Turbo decoding algorithm. However, for the Gray mapped high-order modulation scheme, the optimal LLR metrics are generated for each received modulation symbol and not each received bit. The symbol LLR metrics are then broken to yield bit LLR metrics for the binary code decoder. Some information is lost

WO 02/062002

PCT/US02/02143

29

during the break-up process, and using the bit decoding metrics may result in non-optimal performance. The lower order modulation schemes correspond to fewer bits per symbol, which may experience less of the break-up loss and therefore provide better performance than the higher order modulation scheme counterparts.

5 In accordance with an aspect of the invention, in order to achieve certain spectrum efficiency, a code with a coding rate of between, and inclusive of, $n/(n+1)$ to $n/(n+2)$ is used with an appropriate modulation scheme, where n is the number of information bits per modulation symbol. This coding rate may be easily achieved with a fixed code (e.g., the rate 1/3 Turbo code described above) in combination with a variable puncturing scheme. To achieve a high coding rate, the tail and parity bits may be heavily punctured and the unpunctured tail and parity bits may be evenly distributed over the information bits.

15

Framing

For many communication systems, it is convenient to define data packets (i.e., logical frames) with fixed sizes. For example, a system may define three different packets having sizes of 1024, 2048, and 4096 bits. These defined data packets simplify some of the processing at both the transmitter and receiver.

20 For an OFDM system, a physical frame may be defined to include (1) an integer number of OFDM symbols, (2) a particular number of modulation symbols on one or more transmission channels, (3) or some other units. As described above, because of the time-variant nature of the communication link, the SNR of the transmission channels may vary over time. Consequently, the number of information bits which may be transmitted on each time slot for each transmission channel will likely vary over time, and the number of information bits in each physical frame will also likely vary over time.

30 In one embodiment, a logical frame is defined such that it is independent of the OFDM symbols. In this embodiment, the information bits for each logical frame are encoded/punctured, and the coded bits for the logical frame are grouped and mapped to modulation symbols. In one simple implementation, the transmission channels are sequentially numbered. The coded bits are then used to form as many modulation symbols as needed, in the sequential order of the transmission channels. A logical frame (i.e., a data packet) may be defined to start and end at modulation symbol boundaries. In this implementation, the logical frame may span more than one OFDM symbol.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

30

and may further cross OFDM symbol boundaries. Moreover, each OFDM symbol may include coded bits from multiple data packets.

In another embodiment, a logical frame is defined based on a physical unit. For example, a logical frame may be defined to include (1) a number of modulation symbols on one or more transmission channels, (2) one or more OFDM symbols, or (3) a number of modulation symbols defined in some other manner.

The use of punctured binary Turbo code and Gray mapping (BTC-GM) for high-order modulation provides numerous advantages. The BTC-GM scheme is simpler to implement than the more optimal but more complicated Turbo trellis coded modulation (TTCM) scheme, yet can achieve performance close to that of TTCM. The BTC-GM scheme also provides a high degree of flexibility because of the ease of implementing different coding rate by simply adjusting the variable puncturing. The BTC-GM scheme also provides robust performance under different puncturing parameters. Also, currently available binary Turbo decoders may be used, which may simplify the implementation of the receiver. However, in certain embodiments, other coding schemes may also be used and are within the scope of the invention.

The foregoing description of the preferred embodiments is provided to enable any person skilled in the art to make or use the present invention. Various modifications to these embodiments will be readily apparent to those skilled in the art, and the generic principles defined herein may be applied to other embodiments without the use of the inventive faculty. Thus, the present invention is not intended to be limited to the embodiments shown herein but is to be accorded the widest scope consistent with the principles and novel features disclosed herein.

WHAT IS CLAIMED IS:

WO 02/062002

PCT/US02/02143

31

CLAIMS

1. In a wireless communication system, a method for preparing data for
2 transmission on a plurality of transmission channels, wherein each
transmission channel is operative to transmit a respective sequence of
4 modulation symbols, the method comprising:
determining a number of information bits per modulation symbol
6 supported by each transmission channel;
identifying a modulation scheme for each transmission channel such that
8 the determined number of information bits per modulation symbol is
supported;
10 determining a coding rate for each transmission channel based at least
on the determined number of information bits per modulation symbol and the
12 identified modulation scheme for the transmission channel, wherein at least
two transmission channels are associated with different coding rates;
14 encoding a plurality of information bits in accordance with a particular
encoding scheme to provide a plurality of coded bits;
16 puncturing the plurality of coded bits in accordance with a particular
puncturing scheme to provide a number of unpunctured coded bits for the
18 plurality of transmission channels; and
adjusting the puncturing to achieve the different coding rates for the at
20 least two transmission channels.
2. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is
2 a multiple-input multiple-output (MIMO) system with a plurality of transmit
antennas and a plurality of receive antennas.
3. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is
2 an orthogonal frequency division modulation (OFDM) communication system.
4. The method of claim 3, wherein the OFDM communication system is
2 operated as a multiple-input multiple-output (MIMO) system with a plurality
of transmit antennas and a plurality of receive antennas.
5. The method of claim 4, wherein the OFDM system is operative to
2 transmit data on a plurality of frequency subchannels, and wherein each
transmission channel corresponds to a spatial subchannel of a frequency
4 subchannel in the OFDM system.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

32

6. The method of claim 1, wherein the puncturing is based on
2 transmission capabilities of the plurality of transmission channels.
7. The method of claim 6, wherein the transmission capabilities are
2 determined from channel state information (CSI) derived for the plurality of
transmission channels.
8. The method of claim 7, wherein the CSI includes signal-to-noise ratio
2 (SNR) information for the plurality of transmission channels.
9. The method of claim 7, wherein the CSI includes information related
2 to transmission characteristics from transmit antennas to the receive antennas.
10. The method of claim 7, wherein the CSI includes eigenmode
2 information related to transmission characteristics from transmit antennas to
the receive antennas.
11. The method of claim 6, further comprising:
2 grouping transmission channels having similar transmission capabilities
to segments, and
4 wherein the puncturing is performed for each segment.
12. The method of claim 11, further comprising:
2 assigning a group of coded bits to each segment, and
wherein the puncturing is performed on the group of coded bits
4 assigned to each segment.
13. The method of claim 11, wherein each segment includes
2 transmission channels having SNR within a particular SNR range.
14. The method of claim 1, wherein the encoding is achieved via a Turbo
2 code.
15. The method of claim 14, wherein the encoding provides a plurality
2 of tail and parity bits for the plurality of information bits, and wherein the
puncturing is performed on the plurality of tail and parity bits.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

33

16. The method of claim 14, wherein the puncturing is performed such
2 that unpunctured tail and parity bits are approximately evenly distributed over
the plurality of information bits.
17. The method of claim 14, wherein the Turbo code includes two
2 constituent codes operative to provide two streams of tail and parity bits, and
wherein the puncturing is performed such that approximately equal number of
4 tail and parity bits are deleted from the two streams of tail and parity bits.
18. The method of claim 1, wherein the coding rate for each
2 transmission channel is selected to be between, and inclusive of, $n/(n+1)$ and
 $n/(n+2)$, where n is the number of information bits per modulation symbol
4 supported by the transmission channel.
19. The method of claim 1, wherein the coding rate for each
2 transmission channel is $1/2$ or higher.
20. The method of claim 1, wherein the encoding is achieved via a
2 convolutional code.
21. The method of claim 1, wherein the encoding is achieved via a block
2 code.
22. The method of claim 1, further comprising:
2 inserting padding bits to fill available but unfilled bit positions in the
plurality of transmission channels.
23. The method of claim 1, further comprising:
2 repeating at least some of the coded bits to fill available but unfilled bit
positions in the plurality of transmission channels.
24. The method of claim 1, further comprising:
2 interleaving the plurality of coded bits.
25. The method of claim 24, wherein the puncturing is performed on
2 interleaved coded bits.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

34

26. The method of claim 24, wherein the encoding is achieved via a Turbo code comprised of two constituent codes, and wherein the plurality of information bits, a plurality of tail and parity bits from a first constituent code, and a plurality of tail and parity bits from a second constituent code are separately interleaved.

27. The method of claim 1, further comprising:
forming non-binary symbols for the plurality of transmission channels, wherein each non-binary symbol includes a group of unpunctured coded bits; and
mapping each non-binary symbol to a respective modulation symbol.

28. The method of claim 27, further comprising:
interleaving the plurality of coded bits, and
wherein the non-binary symbols are formed from the interleaved coded bits.

29. The method of claim 27, wherein the modulation scheme for each transmission channel is associated with a respective signal constellation having a plurality of points, and wherein each modulation symbol is representative of a particular point in the signal constellation for the modulation scheme.

30. The method of claim 29, wherein the plurality of points in each signal constellation are assigned with values based on a particular Gray mapping scheme.

31. The method of claim 30, wherein the values are assigned to the plurality of points in each signal constellation such that values for adjacent points in the signal constellation differ by one bit position.

32. The method of claim 1, further comprising:
adapting to changes in the plurality of transmission channels by repeating the determining the number of information bits per modulation symbol, the identifying the modulation scheme, and the determining the coding rate.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

35

33. The method of claim 1, wherein the modulation scheme for each
2 transmission channel supports transmission of two or more coded bits per
modulation symbol.

34. The method of claim 1, wherein the transmission on the plurality of
2 transmission channels are intended for a single recipient receiving device.

35. In an orthogonal frequency division modulation (OFDM)
2 communication system, a method for preparing data for transmission on a
plurality of transmission channels, wherein each transmission channel is
4 operative to transmit a respective sequence of modulation symbols, the method
comprising:

6 determining a number of information bits per modulation symbol
supported by each transmission channel;

8 identifying a modulation scheme for each transmission channel such that
the determined number of information bits per modulation symbol is
10 supported;

determining a coding rate for each transmission channel based at least
12 on the determined number of information bits per modulation symbol and the
identified modulation scheme for the transmission channel, wherein at least
14 two transmission channels are associated with different coding rates;

encoding a plurality of information bits in accordance with a particular
16 Turbo code to provide a plurality of tail and parity bits;

interleaving the plurality of information and tail and parity bits in
18 accordance with a particular interleaving scheme;

puncturing the plurality of interleaved bits in accordance with a
20 particular puncturing scheme to provide a number of unpunctured coded bits
for the plurality of transmission channels, wherein the puncturing is adjusted to
22 achieve the different coding rates for the at least two transmission channels;

forming non-binary symbols for the plurality of transmission channels,
24 wherein each non-binary symbol includes a group of unpunctured coded bits;
and

26 mapping each non-binary symbol to a respective modulation symbol.

36. A wireless communication system operative to transmit data on a
2 plurality of transmission channels, wherein each transmission channel is used
to transmit a respective sequence of modulation symbols, the system
4 comprising:

WO 02/062002

PCT/US02/02143

36

an encoder configured to encode a plurality of information bits in accordance with a particular encoding scheme to provide a plurality of coded bits, and to puncture the plurality of coded bits in accordance with a particular puncturing scheme to provide a number of unpunctured coded bits for the plurality of transmission channels, wherein each transmission channel is capable of transmitting a particular number of information bits per modulation symbol via a particular modulation scheme selected for the transmission channel, wherein each transmission channel is further associated with a particular coding rate based at least on the number of information bits per modulation symbol supported by the transmission channel and its modulation scheme, wherein at least two transmission channels are associated with different coding rates, and wherein the encoder is further configured to adjust the puncturing to achieve the different coding rates for the at least two transmission channels.

37. The system of claim 36, further comprising:

a channel interleaver coupled to the encoder and configured to interleave the plurality of coded bits, and wherein the encoder is configured to puncture the interleaved bits.

38. The system of claim 37, further comprising:

a symbol mapping element coupled to the channel interleaver and configured to form non-binary symbols for the plurality of transmission channels, and to map each non-binary symbol to a respective modulation symbol, wherein each non-binary symbol includes a group of unpunctured coded bits.

39. The system of claim 38, further comprising:

a signal processor coupled to the symbol mapping element and configured to pre-condition the modulation symbols for the plurality of transmission channels to implement a multiple-input multiple-output (MIMO) transmission.

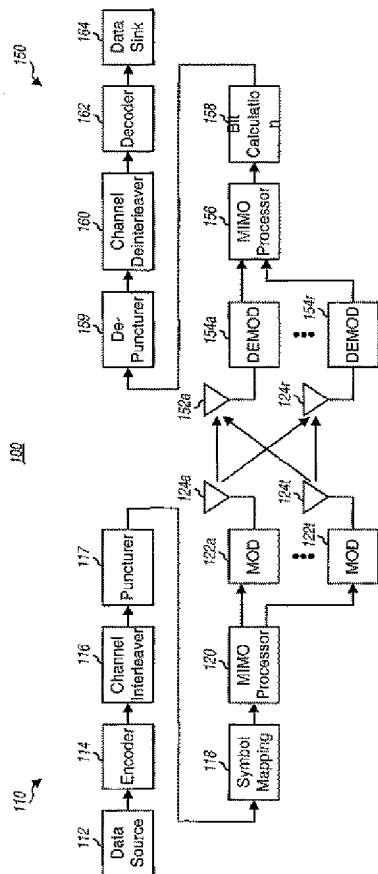


FIG. 1

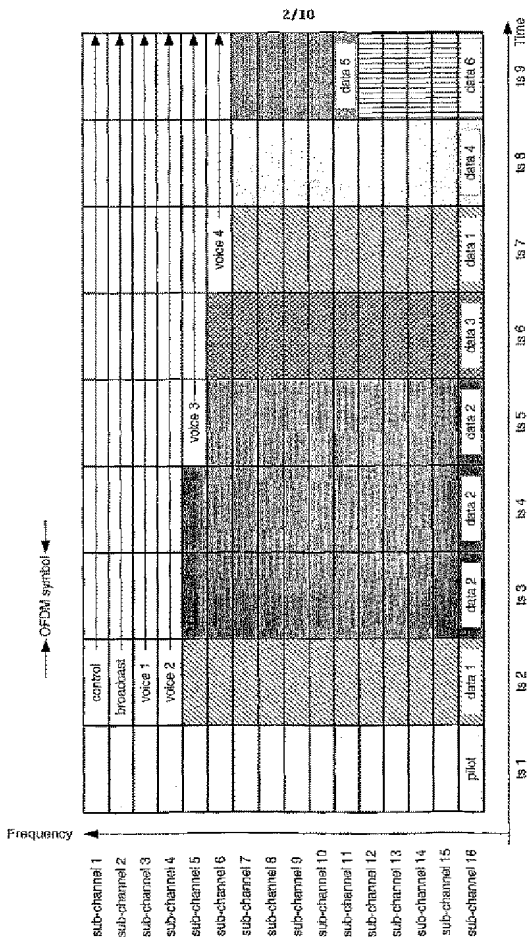


FIG. 2

WO 02/062002

PCT/US02/02143

3/10

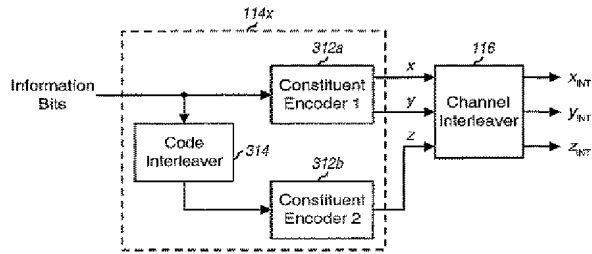


FIG. 3A

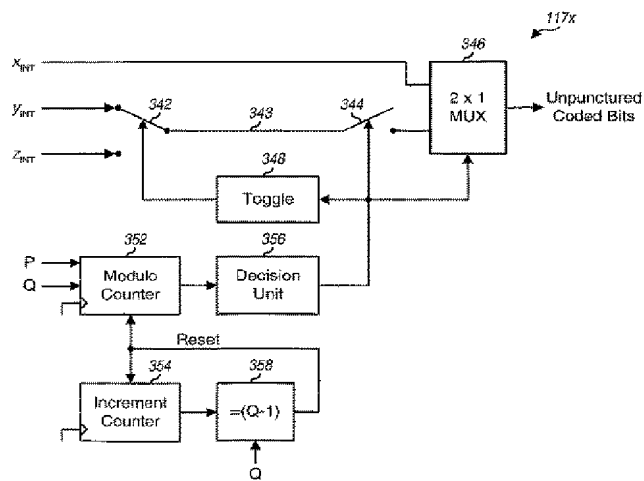
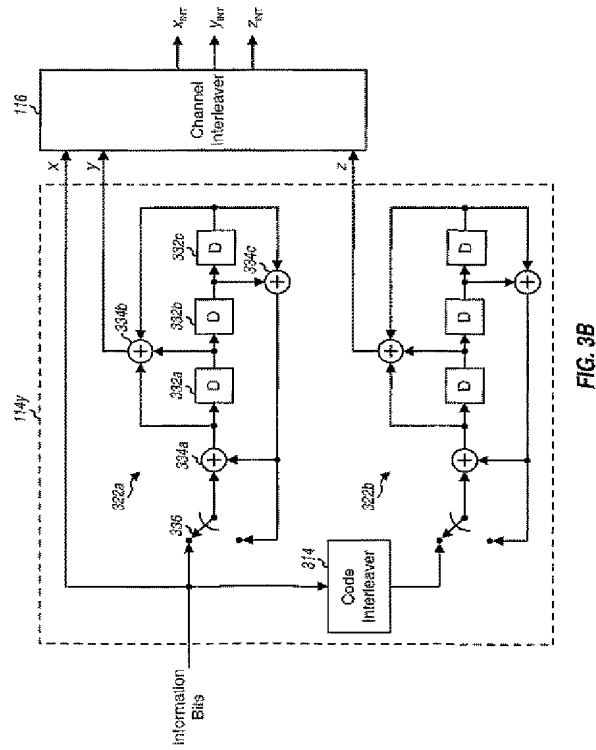


FIG. 3C



WO 02/062002

PCT/US02/02143

5/10

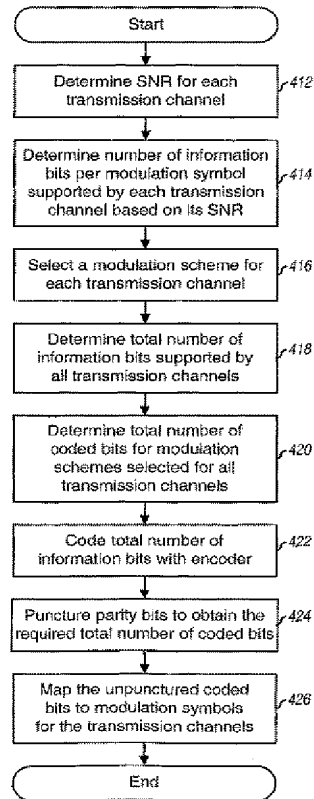


FIG. 4A

WO 02/062002

PCT/US02/02143

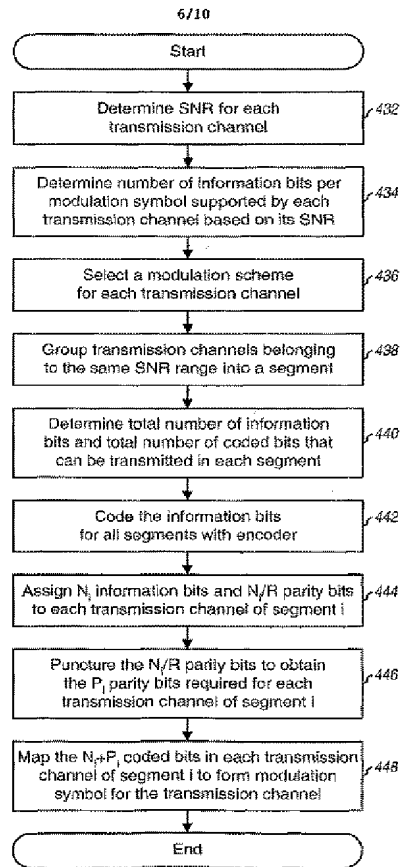


FIG. 4B

WO 02/062002

PCT/US02/02143

7/10

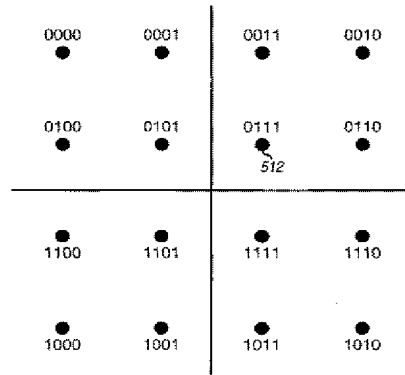
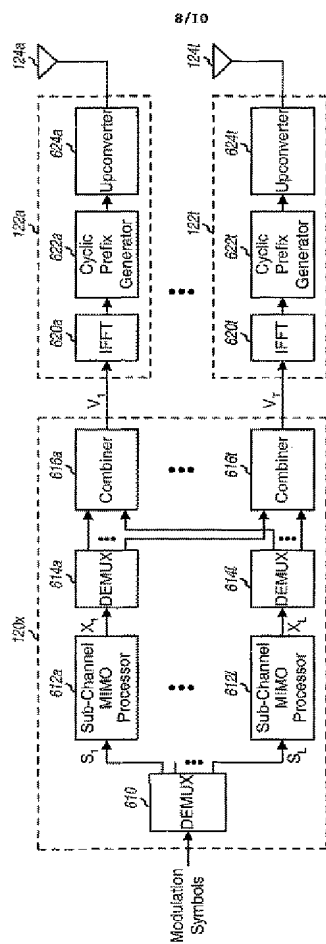


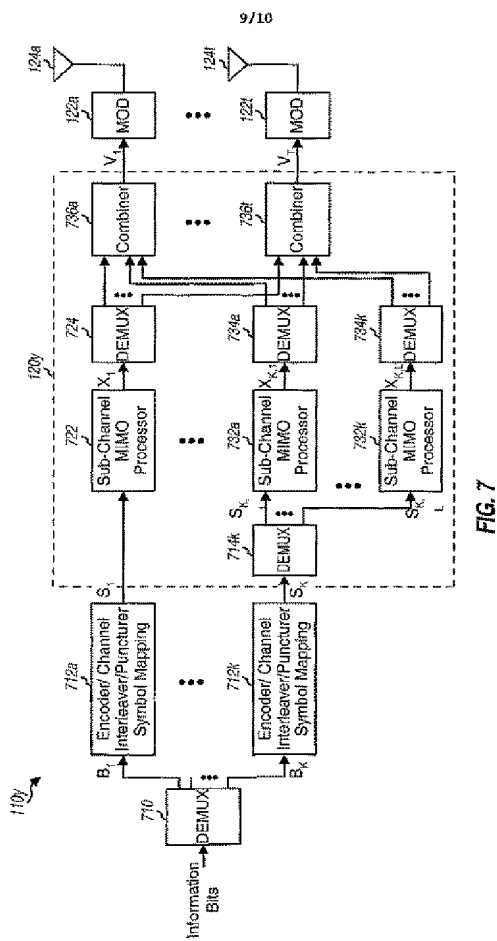
FIG. 5

WO 02/062002

PCT/US02/02143



8/10



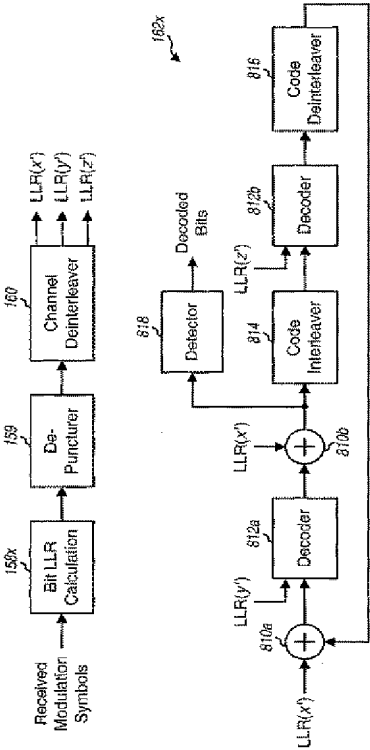


FIG. 8

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International Application No. PCT/US 02/02143
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 H04L1/00 H04L27/26		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. RELEVANT DOCUMENTS Minimum documentation according to classification system followed by classification symbol(s) IPC 7 H04L		
Documents searched other than (national) documentation to the extent that such documents are included in the lists searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of database and, where practicable, search terms used) EPO-Internal, COMPENDEX, INSPEC		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X A	US 5 197 061 A (LE FLOCH BERNARD ET AL) 23 March 1993 (1993-03-23) column 2, line 67 - column 3, line 10 column 3, line 15 - line 18 column 4, line 29 - line 40 column 4, line 59 - line 62 column 5, line 18 - line 21 column 5, line 54 - line 68 column 6, line 40 - line 47 column 9, line 51 - line 59 -/-	1, 3, 6, 35, 36 2, 4, 5, 7-34, 37-39
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex		
* Special categories of cited documents * ¹ document defining the general state of the art, which is not considered to be of particular relevance * ² earlier documents but published on or after the international filing date * ³ documents which may throw doubts on priority, clarity or which is cited to explain the publication date of another claim or other special reasons (as specified) * ⁴ document relating to an oral disclosure, use, exhibition or other means * ⁵ document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed * ⁶ late document published after the international filing date and not in contact with the application but clearly understandable the principle or theory underlying the invention * ⁷ document of particular relevance the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to function as inventive step when the document is taken alone * ⁸ document of particular relevance the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is considered with one or more other cited documents, such combination being obvious to a person skilled in the art * ⁹ document number of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 3 July 2002		Date of mailing of the international search report 23/07/2002
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.O. Box 1, Patentstr. 1 NL - 2200 AD The Hague Tel: (+31) - 70 340-5000, Tx: 31 651 4000 Fax: (+31) - 70 340-3015		Authorized officer Schiffer, A

Form PCT/ISA/210 (January 2002) (July 2002)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		Pat. Application No. PCT/US 02/02143
C./Continued/ Documents Considered to be Relevant		
Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to Claim No.
A	MATSUOKA H ET AL: "Adaptive modulation system with variable coding rate concatenated code for high quality multi-media communication systems" VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, 1996. MOBILE TECHNOLOGY FOR THE HUMAN RACE., IEEE 46TH ATLANTA, GA, USA 28 APRIL-1 MAY 1996, NEW YORK, NY, USA, IEEE, US, 28 April 1996 (1996-04-28), pages 487-491, XP010162435 ISBN: 0-7803-3157-5	1, 6-8, 30, 35, 36
A	abstract page 487, right-hand column, paragraph 1 page 487, right-hand column, paragraph 3 page 488, left-hand column, paragraph 1 page 488, left-hand column, paragraph 3 - paragraph 4 page 488, right-hand column, paragraph 5	2-5, 9-29, 31-34, 37-39
A	WO 00 27035 A (BROADCOM CORP.; JAFFE STEVEN (US); LIN THUJ SI SIMON (US); JOSHI ROBI) 11 May 2000 (2000-05-11) page 2, line 34 - page 3, line 2 page 3, line 11 - line 15 page 3, line 36 - page 4, line 20 page 4, line 2 - line 4 page 4, line 22 - line 29 page 5, line 31 - line 37 page 8, line 32 - line 37	1-39
A	MUNETA S ET AL: "A NEW FREQUENCY-DOMAIN LINK ADAPTATION SCHEME FOR BROADBAND OFDM SYSTEMS" VTC 1999-FALL. IEEE VTS 50TH. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, GATEWAY TO THE 21ST. CENTURY COMMUNICATIONS VILLAGE. AMSTERDAM, SEPT. 19 - 22, 1999, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 1 CONF. 50, September 1999 (1999-09), pages 253-257, XP000929050 ISBN: 0-7803-5436-2 abstract page 253, right-hand column, paragraph 2 - paragraph 3 page 254, left-hand column, paragraph 1 page 254, left-hand column, paragraph 3 page 254, right-hand column, paragraph 2 page 255, left-hand column, paragraph 3	1-39

Form PCT/ISA/210 (Rev.1) (continuation of sheet 1) (July 1999)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		
		Int. Application No. PCT/US 02/02143
1. (Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>SAMPEI S ET AL: "ADAPTIVE MODULATION/INDA SCHEME FOR LARGE CAPACITY PERSONAL MULTI-MEDIA COMMUNICATION SYSTEMS" TEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, INSTITUTE OF ELECTRONICS INFORMATION AND COMM. ENG. TOKYO, JP, vol. E77-B, no. 9, 1 September 1994 (1994-09-01), pages 1096-1103, XP000474107 ISSN: 0916-8516</p> <p>page 1096, right-hand column, paragraph 3 page 1097, left-hand column, paragraph 3 page 1097, right-hand column, paragraph 5 page 1098, right-hand column, paragraph 6 page 1100, left-hand column, paragraph 2</p>	1-39

Form PCT/ISA/210 (continuation of Form PCT/ISA/200) (July 1992)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT				International Application No.	
Information on patent family members				PCT/US 02/02143	
Patent document cited in search report	Publication data	Patent family member(s)	Publication date		
US 5197061	A	23-03-1993	FR 2660131 A1	27-09-1991	
			DE 69110716 D1	03-08-1995	
			DE 69110716 T2	01-02-1996	
			EP 0448492 A1	25-09-1991	
			US RE36430 E	07-12-1999	
WO 0027085	A	11-05-2000	AU 1330100 A	22-05-2000	
			EP 1123613 A1	16-08-2001	
			WO 0027085 A1	11-05-2000	

Form PCT/ISA/210 (patent family annex) (July 1999)

(81)指定国 AP(GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZM, ZW

(74)代理人 100084618

弁理士 村松 貞男

(74)代理人 100092196

弁理士 橋本 良郎

(72)発明者 リン、フユン

アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92131、サン・ディエゴ、ウィルズ・クリーク・ロード
11382

(72)発明者 シンドハシャヤナ、ナガブハシャナ・ティー

アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92129、サン・ディエゴ、ローン・ロード 7794

(72)発明者 ワルトン、ジェイ・アール

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01886、ウェストフォード、レッジウッド・ドライブ
7

(72)発明者 ウォーレス、マーク

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01730、ベッドフォード、マデル・レーン 4

(72)発明者 フェルナンデズ、イバン

アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92109、サン・ディエゴ、フェルスパー・ストリート・
ナンバー 2 1134

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD11 DD13 DD19 DD21 DD31

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau



(43) International Publication Date
8 August 2002 (08.08.2002)

PCT

(10) International Publication Number
WO 02/062002 A1

(51) International Patent Classification⁷: H04L 1/00, 27/26

(21) International Application Number: PCT/US02/02143

(22) International Filing Date: 23 January 2002 (23.01.2002)

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Data:
09/776,073 1 February 2001 (01.02.2001) US

(71) Applicant: QUALCOMM INCORPORATED [US/US];
5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121-1714 (US).

(72) Inventors: LING, Funyun; 11382 Wills Creek Road, San Diego, CA 92131 (US). SINDHUSHAYANA, Nagabhushana, T.; 7794 Roan Road, San Diego, CA 92129 (US). WALTON, Jay, R.; 7 LedgeWood Drive, Westford, MA 01886 (US). WALLACE, Mark; 4 Madel Lane, Bedford, MA 01730 (US). FERNANDEZ, Ivan; 1134 Felspar Street #2, San Diego, CA 92109 (US).

(74) Agents: WADSWORTH, Philip, R. et al.; Qualcomm Incorporated, 5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121-1714 (US).

(81) Designated States (*national*): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

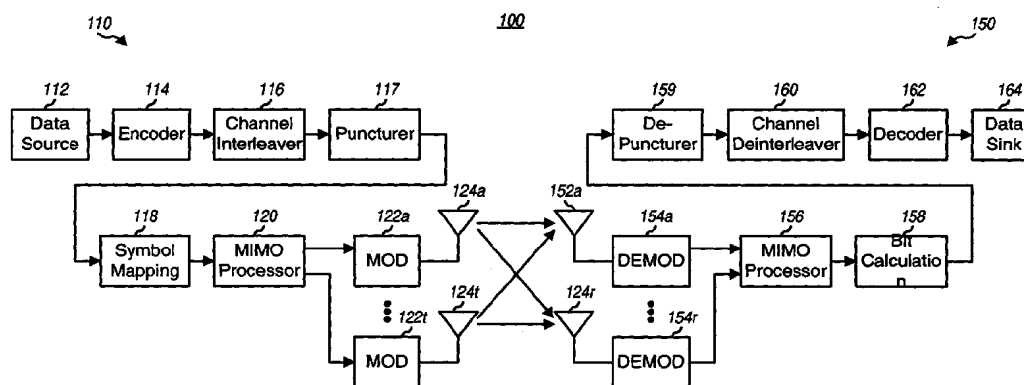
(84) Designated States (*regional*): ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Published:

- with international search report
- before the expiration of the time limit for amending the claims and to be republished in the event of receipt of amendments

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM



(57) Abstract: Coding techniques for a (e.g., OFDM) communication system capable of transmitting data on a number of transmission channels at different information bit rates based on the channels' achieved SNR. A base code is used in combination with common or variable puncturing to achieve different coding rates required by transmission channels. The data (i.e., information bits) for a data transmission is encoded with the base code, and the coded bits for each channel (or group of channels with the similar transmission capabilities) are punctured to achieve the required coding rate. The coded bits may be interleaved (e.g., to combat fading and remove correlation between coded bits in each modulation symbol) prior to puncturing. The unpunctured codes bits are grouped into non-binary symbols (e.g., using Gray mapping). The modulation symbol may be preconditioned and prior to transmission.

CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

BACKGROUND

5

I. Field

The present invention relates to data communication. More particularly,
the present invention relates to a novel, flexible, and efficient coding scheme for
10 encoding data for transmission on multiple transmission channels with
different transmission capabilities.

II. Description of the Related Art

15 Wireless communication systems are widely deployed to provide
various types of communication such as voice, data, and so on. These systems
may be based on code division multiple access (CDMA), time division multiple
access (TDMA), orthogonal frequency division modulation (OFDM), or some
other modulation techniques. OFDM systems may provide high performance
20 for some channel environments.

In an OFDM system, the operating frequency band is effectively
partitioned into a number of "frequency subchannels", or frequency bins. Each
subchannel is associated with a respective subcarrier upon which data is
modulated, and may be viewed as an independent "transmission channel".
25 Typically, the data to be transmitted (i.e., the information bits) is encoded with
a particular coding scheme to generate coded bits. For a high-order
modulation scheme (e.g., QPSK, QAM, and so on), the coded bits are grouped
into non-binary symbols that are then used to modulate the subcarriers.

The frequency subchannels of an OFDM system may experience
30 different link conditions (e.g., different fading and multipath effects) and may
achieve different signal-to-noise-plus-interference ratio (SNR). Consequently,
the number of information bits per modulation symbol (i.e., the information bit
rate) that may be transmitted on each subchannel for a particular level of
performance may be different from subchannel to subchannel. Moreover, the
35 link conditions typically vary with time. As a result, the supported bit rates for
the subchannels also vary with time.

The different transmission capabilities of the frequency subchannels plus
the time-variant nature of the capabilities make it challenging to provide an
effective coding scheme capable of encoding the supported number of

information bits/modulation symbol to provide the required coded bits for the subchannels.

Accordingly, a high performance, efficient, and flexible coding scheme that may be used to encode data for transmission on multiple subchannels with
5 different transmission capabilities is highly desirable.

SUMMARY

Various aspects of the present invention provides efficient and effective
10 coding techniques for a communication system capable of transmitting data on a number of "transmission channels" at different information bit rates based on the channels' achieved SNR. A number of coding/puncturing schemes may be used to generate the required coded bits (i.e., the information, tail, and parity bits, if a Turbo code is used). In a first coding/puncturing scheme, a particular
15 base code and common puncturing is used for all transmission channels (e.g., all frequency subchannels in an OFDM system, or spatial subchannels of all frequency subchannels in an OFDM system with multiple input/multiple output antennas (MIMO), as described below). In a second coding/puncturing scheme, the same base code but variable puncturing is used for the
20 transmission channels. The variable puncturing can be used to provide different coding rates for the transmission channels. The coding rate for each transmission channel is dependent on the information bit rate and the modulation scheme selected for the channel.

An embodiment of the invention provides a method for preparing data
25 for transmission on a number of transmission channels in a communication system, e.g., an orthogonal frequency division modulation (OFDM) system. Each transmission channel is operable to transmit a respective sequence of modulation symbols. In accordance with the method, the number of information bits per modulation symbol supported by each transmission
30 channel is determined (e.g., based on the channel's SNR). A modulation scheme is then identified for each transmission channel such that the determined number of information bits per modulation symbol is supported. Based on the supported number of information bits per modulation symbol and the identified modulation scheme, the coding rate for each transmission
35 channel is determined. At least two transmission channels are associated with different coding rates because of different transmission capabilities.

Thereafter, a number of information bits is encoded in accordance with a particular encoding scheme to provide a number of coded bits. If a Turbo code

is used, a number of tail and parity bits are generated for the information bits (the coded bits include the information bits, tail bits, and parity bits). The coded bits may be interleaved in accordance with a particular interleaving scheme. For ease of implementation, the interleaving may be performed prior
5 to puncturing. The coded bits (e.g., the tail and parity bits, if a Turbo code is used) are then punctured in accordance with a particular puncturing scheme to provide a number of unpunctured coded bits for the transmission channels. The puncturing is adjusted to achieve different coding rates needed by the transmission channels. As an alternative, the puncturing may also be
10 performed prior to interleaving.

Non-binary symbols are then formed for the transmission channels. Each non-binary symbol includes a group of interleaved and unpunctured coded bits and is mapped a respective modulation symbol. The specific number of coded bits in each non-binary symbol is dependent on the channel's
15 modulation scheme. For a multiple-input multiple-output (MIMO) system capable of transmitting on a number of spatial subchannels for each frequency subchannel, the modulation symbols for each frequency subchannel may be pre-conditioned prior to transmission, as described below.

The invention provides methods and system elements that implement
20 various aspects, embodiments, and features of the invention, as described in further detail below.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

25 The features, nature, and advantages of the present invention will become more apparent from the detailed description set forth below when taken in conjunction with the drawings in which like reference characters identify correspondingly throughout and wherein:

FIG. 1 is a diagram of a multiple-input multiple-output (MIMO)
30 communication system capable of implementing various aspects and embodiments of the invention;

FIG. 2 is a diagram that graphically illustrates an OFDM transmission from one of N_T transmit antennas in the MIMO system;

FIGS. 3A and 3B are diagrams of a parallel concatenated convolutional
35 encoder;

FIG. 3C is a diagram of an embodiment of a puncturer and multiplexer, which may be used to provide variable puncturing of coded bits;

FIGS. 4A and 4B are flow diagrams of two coding/puncturing schemes for generating the required coded bits for a data transmission, which utilize a particular base code but common and variable puncturing schemes, respectively;

5 FIG. 5 is a diagram of a signal constellation for 16-QAM and a specific Gray mapping scheme;

FIG. 6 is a block diagram of an embodiment of a MIMO processor;

FIG. 7 is a block diagram of an embodiment of a system capable of providing different processing for different transmissions; and

10 FIG. 8 is a block diagram of an embodiment of the decoding portion of a receiving system.

DETAILED DESCRIPTION OF THE SPECIFIC EMBODIMENTS

15 FIG. 1 is a diagram of a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system 100 capable of implementing various aspects and embodiments of the invention. Communication system 100 can be designed to implement the coding schemes described herein. System 100 can further be operated to employ a combination of antenna, frequency, and temporal
20 diversity to increase spectral efficiency, improve performance, and enhance flexibility. Increased spectral efficiency is characterized by the ability to transmit more bits per second per Hertz (bps/Hz) when and where possible to better utilize the available system bandwidth. Improved performance may be quantified, for example, by a lower bit-error-rate (BER) or frame-error-rate
25 (FER) for a given link signal-to-noise-plus-interference ratio (SNR). And enhanced flexibility is characterized by the ability to accommodate multiple users having different and typically disparate requirements. These goals may be achieved, in part, by employing a high performance and efficient coding scheme, multi-carrier modulation, time division multiplexing (TDM), multiple
30 transmit and/or receive antennas, other techniques, or a combination thereof. The features, aspects, and advantages of the invention are described in further detail below.

As shown in FIG. 1, communication system 100 includes a first system 110 in communication with a second system 150. Within system 110, a data
35 source 112 provides data (i.e., information bits) to an encoder 114 that encodes the data in accordance with a particular coding scheme. The encoding increases the reliability of the data transmission. The coded bits are then provided to a channel interleaver 116 and interleaved (i.e., reordered) in

accordance with a particular interleaving scheme. The interleaving provides time and frequency diversity for the coded bits, permits the data to be transmitted based on an average SNR for the subchannels used for the data transmission, combats fading, and further removes correlation between coded bits used to form each modulation symbol, as described below. The interleaved bits are then punctured (i.e., deleted) to provide the required number of coded bits. The encoding, channel interleaving, and puncturing are described in further detail below. The unpunctured coded bits are then provided to a symbol mapping element 118.

10 In an OFDM system, the operating frequency band is effectively partitioned into a number of "frequency subchannels" (i.e., frequency bins). At each "time slot" (i.e., a particular time interval that may be dependent on the bandwidth of the frequency subchannel), a "modulation symbol" may be transmitted on each frequency subchannel. As described in further detail below, the OFDM system may be operated in a MIMO mode in which multiple (N_T) transmit antennas and multiple (N_R) receive antennas are used for a data transmission. The MIMO channel may be decomposed into N_C independent channels, with N_C ≤ N_T and N_C ≤ N_R. Each of the N_C independent channels is also referred to as a "spatial subchannel" of the MIMO channel, which corresponds to a dimension. In the MIMO mode, increased dimensionality is achieved and N_C modulation symbols may be transmitted on N_C spatial subchannels of each frequency subchannel at each time slot. In an OFDM system not operated in the MIMO mode, there is only one spatial subchannel. Each frequency subchannel/spatial subchannel may also be referred to as a "transmission channel". The MIMO mode and spatial subchannel are described in further detail below.

The number of information bits that may be transmitted for each modulation symbol for a particular level of performance is dependent on the SNR of the transmission channel. For each transmission channel, symbol mapping element 118 groups a set of unpunctured coded bits to form a non-binary symbol for that transmission channel. The non-binary symbol is then mapped to a modulation symbol, which represents a point in a signal constellation corresponding to the modulation scheme selected for the transmission channel. The bit grouping and symbol mapping are performed for all transmission channels, and for each time slot used for data transmission. The modulation symbols for all transmission channels are then provided to a MIMO processor 120.

Depending on the particular "spatial" diversity being implemented (if any), MIMO processor 120 may demultiplex, pre-condition, and combine the received modulation symbols. The MIMO processing is described in further detail below. For each transmit antenna, MIMO processor 120 provides a
5 stream of modulation symbol vectors, one vector for each time slot. Each modulation symbol vector includes the modulation symbols for all frequency subchannels for a given time slot. Each stream of modulation symbol vectors is received and modulated by a respective modulator (MOD) 122, and transmitted via an associated antenna 124.

10 In the embodiment shown in FIG. 1, receiving system 150 includes a number of receive antennas 152 that receive the transmitted signals and provide the received signals to respective demodulators (DEMOD) 154. Each demodulator 154 performs processing complementary to that performed at modulator 122. The demodulated symbols from all demodulators 154 are
15 provided to a MIMO processor 156 and processed in a complementary manner as that performed at MIMO processor 120. The received symbols for the transmission channels are then provided to a bit calculation unit 158 that performs processing complementary to that performed by symbol mapping element 118 and provides values indicative of the received bits. Erasures (e.g.,
20 zero value indicatives) are then inserted by a de-puncturer 159 for coded bits punctured at system 110. The de-punctured values are then deinterleaved by a channel deinterleaver 160 and further decoded by a decoder 162 to generate decoded bits, which are then provided to a data sink 164. The channel deinterleaving, de-puncturing, and decoding are complementary to the channel
25 interleaving, puncturing, and encoding performed at the transmitter.

FIG. 2 is a diagram that graphically illustrates an OFDM transmission from one of N_T transmit antennas in a MIMO system. In FIG. 2, the horizontal axis represents time and the vertical axis represents frequency. In this specific example, the transmission channel includes 16 frequency subchannels and is
30 used to transmit a sequence of OFDM symbols, with each OFDM symbol covering all 16 frequency subchannels. A time division multiplexing (TDM) structure is also illustrated in which the data transmission is partitioned into time slots, with each time slot having a particular duration. For the example shown in FIG. 2, the time slot is equal to the length of one modulation symbol.

35 The available frequency subchannels may be used to transmit signaling, voice, packet data, and so on. In the specific example shown in FIG. 2, the modulation symbol at time slot 1 corresponds to pilot data, which may be periodically transmitted to assist the receiver units synchronize and perform

channel estimation. Other techniques for distributing pilot data over time and frequency may also be used. Transmission of the pilot modulation symbol typically occurs at a particular rate, which is usually selected to be fast enough to permit accurate tracking of variations in the communication link.

5 The time slots not used for pilot transmissions can be used to transmit various types of data. For example, frequency subchannels 1 and 2 may be reserved for the transmission of control and broadcast data to the receiver units. The data on these subchannels is generally intended to be received by all receiver units. However, some of the messages on the control channel may be
10 user specific, and may be encoded accordingly.

Voice data and packet data may be transmitted in the remaining frequency subchannels. For the example shown, subchannel 3 at time slots 2 through 9 is used for voice call 1, subchannel 4 at time slots 2 through 9 is used for voice call 2, subchannel 5 at time slots 5 through 9 is used for voice call 3,
15 and subchannel 6 at time slots 7 through 9 is used for voice call 5.

The remaining available frequency subchannels and time slots may be used for transmissions of traffic data. A particular data transmission may occur over multiple subchannels and/or multiple time slots, and multiple data transmissions may occur within any particular time slot. A data transmission
20 may also occur over non-contiguous time slots.

In the example shown in FIG. 2, data 1 transmission uses frequency subchannels 5 through 16 at time slot 2 and subchannels 7 through 16 at time slot 7, data 2 transmission uses subchannels 5 through 16 at time slots 3 and 4 and subchannels 6 through 16 at time slots 5, data 3 transmission uses
25 subchannels 6 through 16 at time slot 6, data 4 transmission uses subchannels 7 through 16 at time slot 8, data 5 transmission uses subchannels 7 through 11 at time slot 9, and data 6 transmission uses subchannels 12 through 16 at time slot 9. Data 1 through 6 transmissions can represent transmissions of traffic data to one or more receiver units.

30 To provide the transmission flexibility and achieve high performance and efficiency, each frequency subchannel at each time slot for each transmit antenna may be viewed as an independent unit of transmission (a modulation symbol) that may be used to transmit any type of data such as pilot, signaling, broadcast, voice, traffic data, some other data type, or a combination thereof.
35 Flexibility, performance, and efficiency may further be achieved by allowing for independence among the modulation symbols, as described below. For example, each modulation symbol may be generated from a modulation

scheme (e.g., M-PSK, M-QAM, or some other scheme) that results in the best use of the resource at that particular time, frequency, and space.

MIMO System

5 In a terrestrial communications system (e.g., a cellular system, a broadcast system, a multi-channel multi-point distribution system (MMDS) system, and others), an RF modulated signal from a transmitter unit may reach the receiver unit via a number of transmission paths. The characteristics of the transmission paths typically vary over time due to a number of factors. If more
10 than one transmit or receive antenna is used, and if the transmission paths between the transmit and receive antennas are linearly independent (i.e., one transmission is not formed as a linear combination of the other transmissions), which is generally true to at least an extent, then the likelihood of correctly receiving the transmitted signal increases as the number of antennas increases.
15 Generally, as the number of transmit and receive antennas increases, diversity increases and performance improves.

A MIMO communication system such as the one shown in FIG. 1 employs antennas at both the transmit and receive ends of the communication link. These transmit and receive antennas may be used to provide various
20 forms of "spatial diversity", including "transmit" diversity and "receive" diversity. Spatial diversity is characterized by the use of multiple transmit antennas and one or more receive antennas. Transmit diversity is characterized by the transmission of data over multiple transmit antennas. Typically, additional processing is performed on the data transmitted from the transmit
25 antennas to achieved the desired diversity. For example, the data transmitted from different transmit antennas may be delayed or reordered in time, coded and interleaved across the available transmit antennas, and so on. Receive diversity is characterized by the reception of the transmitted signals on multiple receive antennas, and diversity is achieved by simply receiving the
30 signals via different signal paths.

Spatial diversity may be used to improve the reliability of the communication link with or without increasing the link capacity. This may be achieved by transmitting or receiving data over multiple paths via multiple antennas. Spatial diversity may be dynamically selected based on the
35 characteristics of the communication link to provide the required performance. For example, higher degree of spatial diversity may be provided for some types of communication (e.g., signaling), for some types of services (e.g., voice), for

some communication link characteristics (e.g., low SNR), or for some other conditions or considerations.

The data may be transmitted from multiple antennas and/or on multiple frequency subchannels to obtain the desired diversity. For example, data may
 5 be transmitted on: (1) one subchannel from one antenna, (2) one subchannel (e.g., subchannel 1) from multiple antennas, (3) one subchannel from all N_T antennas, (4) a set of subchannels (e.g., subchannels 1 and 2) from one antenna, (5), a set of subchannels from multiple antennas, (6) a set of subchannels from all N_T antennas, or (7) a set of channels from a set of antennas (e.g., subchannel
 10 1 from antennas 1 and 2 at one time slot, subchannels 1 and 2 from antenna 2 at another time slot, and so on). Thus, any combination of subchannels and antennas may be used to provide antenna and frequency diversity.

In the MIMO communication system, the multi-input multi-output channel can be decomposed into a set of N_c independent spatial subchannels.
 15 The number of such spatial subchannels is less than or equal to the lesser of the number of the transmitting antennas and the number of receiving antennas (i.e., $N_c \leq N_T$ and $N_c \leq N_R$). If \mathbf{H} is the $N_R \times N_T$ matrix that gives the channel response for the N_T transmit antennas and the N_R receive antennas at a specific time, and \mathbf{x} is the N_T -vector inputs to the channel, then the received signal can
 20 be expressed as:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} ,$$

where \mathbf{n} is an N_R -vector representing noise plus interference. In one embodiment, the eigenvector decomposition of the Hermitian matrix formed by the product of the channel matrix with its conjugate-transpose can be
 25 expressed as:

$$\mathbf{H}^* \mathbf{H} = \mathbf{E} \mathbf{\Lambda} \mathbf{E}^* ,$$

where the symbol "*" denotes conjugate-transpose, \mathbf{E} is the eigenvector matrix, and $\mathbf{\Lambda}$ is a diagonal matrix of eigenvalues, both of dimension $N_T \times N_T$.

The transmitter converts (i.e., pre-conditions) a set of N_T modulation
 30 symbols \mathbf{b} using the eigenvector matrix \mathbf{E} . The transmitted modulation symbols from the N_T transmit antennas can be expressed as:

$$\mathbf{x} = \mathbf{E}\mathbf{b} .$$

For all antennas, the pre-conditioning of the modulation symbols can be achieved by a matrix multiply operation expressed as:

10

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11}, & e_{12}, & \dots & e_{1N_T} \\ e_{21}, & e_{22}, & \dots & e_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_T1}, & e_{N_T2}, & \dots & e_{N_TN_T} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_T} \end{bmatrix} \quad \text{Eq (1)}$$

where b_1, b_2, \dots and b_{N_T} are respectively the modulation symbols for a particular frequency subchannel at transmit antennas 1, 2, ... N_T , where each modulation symbol can be generated using, for example, M-PSK, M-QAM, and so on, as described below;

E = is the eigenvector matrix related to the transmission characteristics from transmit antennas to the receive antennas; and

x_1, x_2, \dots, x_{N_T} are the pre-conditioned modulation symbols, which can be expressed as:

$$\begin{aligned} x_1 &= b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{1N_T} , \\ x_2 &= b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{2N_T} , \text{ and} \\ x_{N_T} &= b_1 \cdot e_{N_T1} + b_2 \cdot e_{N_T2} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{N_TN_T} . \end{aligned}$$

The received signal may be expressed as:

$$\underline{\mathbf{y}} = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{E}}\underline{\mathbf{b}} + \underline{\mathbf{n}} .$$

15 The receiver performs a channel-matched-filter operation, followed by multiplication by the right eigenvectors. The result of the channel-matched-filter operation is the vector $\underline{\mathbf{z}}$, which can be expressed as:

$$\underline{\mathbf{z}} = E^* \mathbf{H}^* \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{E}} \underline{\mathbf{b}} + E^* \mathbf{H}^* \underline{\mathbf{n}} = \underline{\Lambda} \underline{\mathbf{b}} + \underline{\hat{\mathbf{n}}} ,$$

where the new noise term has covariance that can be expressed as:

$$20 \quad E(\underline{\hat{\mathbf{n}}} \underline{\hat{\mathbf{n}}}^*) = E(E^* \mathbf{H}^* \underline{\mathbf{n}} \underline{\mathbf{n}}^* \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{E}}) = E^* \mathbf{H}^* \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{E}} = \underline{\Lambda} ,$$

i.e., the noise components are independent and have variance given by the eigenvalues. The SNR of the i^{th} component of $\underline{\mathbf{z}}$ is λ_i , the i^{th} diagonal element of $\underline{\Lambda}$.

25 An embodiment of the MIMO processing is described in further detail below and in U.S Patent Application Serial No. 09/532,491, entitled "HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION," filed March 22, 2000,

assigned to the assignee of the present application and incorporated herein by reference.

Each of the N_c spatial subchannels in the MIMO channel as described in the above embodiment is also referred to as an eigenmode if these channels are independent of each other. For the MIMO mode, one modulation symbol can be transmitted on each of the eigenmodes in each frequency subchannel. Since the SNR may be different for each eigenmode, the number of bits that may be transmitted over each eigenmode may also be different. As noted above, each eigenmode of each frequency subchannel is also referred to as a transmission channel.

In other embodiments, the spatial subchannels can be created differently. For example, a spatial subchannel can be defined as the transmissions from one transmitter antenna to all of the receiver antennas.

As used herein, the MIMO mode includes full channel state information (full-CSI) and partial-CSI processing modes. For both full-CSI and partial-CSI, additional transmission paths are provided via spatially separable subchannels. Full-CSI processing utilizes eigenmodes, as described above. Partial-CSI processing does not utilize eigenmodes, and may involve providing to the transmitter unit (e.g., via feeding back on the reverse link) the SNR for each transmission channel (i.e., receive diversity port), and coding accordingly based on the received SNR.

A number of formulations may be utilized at the receiver unit to provide the requisite information for partial-CSI, including linear and non-linear forms of zero-forcing, channel correlation matrix inversion (CCMI), and minimum mean square error (MMSE), as is known in the art. For example, the derivation of SNRs for a non-linear zero-forcing (partial-CSI) MIMO case is described by P.W. Wolniansky *et al.* in a paper entitled "V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel," Proc. IEEE ISSSE-98, Pisa, Italy, Sept. 30, 1998, and incorporated herein by reference. The eigenvalues from a MIMO formulation are related to the SNRs of the eigenmodes for the full-CSI case. Non-MIMO cases can use an assortment of methods, as is known in the art.

Each transmission channel is associated with a SNR that may be known to both the transmitter and receiver. In this case, the modulation and coding parameters of each modulation symbol can be determined based on the SNR of the corresponding transmission channel. This allows for efficient use of the available frequency subchannels and eigenmodes.

Table 1 lists the number of information bits that may be transmitted in each modulation symbol for a particular level of performance (e.g., 1% frame-error rate, or % FER) for various SNR ranges. For each SNR range, Table 1 also lists a particular modulation scheme selected for use with that SNR range, the number of coded bits that may be transmitted for each modulation symbol for the selected modulation scheme, and the coding rate used to obtain the required number of coded bits/modulation symbol given the supported number of information bits/modulation symbol.

Table 1 lists one combination of modulation scheme and coding rate for each SNR range. The supported bit rate for each transmission channel may be achieved using any one of a number of possible combinations of coding rate and modulation scheme. For example, one information bit per symbol may be achieved using (1) a coding rate of 1/2 and QPSK modulation, (2) a coding rate of 1/3 and 8-PSK modulation, (3) a coding rate of 1/4 and 16-QAM, or (4) some other combination of coding rate and modulation scheme. In Table 1, QPSK, 16-QAM, and 64-QAM are used for the listed SNR ranges. Other modulation schemes such as 8-PSK, 32-QAM, 128-QAM, and so on, may also be employed and are within the scope of the invention.

Table 1

SNR Range	# of Information Bits/Symbol	Modulation Symbol	# of Coded Bits/Symbol	Coding Rate
1.5 – 4.4	1	QPSK	2	1/2
4.4 – 6.4	1.5	QPSK	2	3/4
6.4 – 8.35	2	16-QAM	4	1/2
8.35 – 10.4	2.5	16-QAM	4	5/8
10.4 – 12.3	3	16-QAM	4	3/4
12.3 – 14.15	3.5	64-QAM	6	7/12
14.15 – 15.55	4	64-QAM	6	2/3
15.55 – 17.35	4.5	64-QAM	6	3/4
> 17.35	5	64-QAM	6	5/6

20

For clarity, various aspects of the invention are described for an OFDM system and, in many instances, for an OFDM system operating in a MIMO mode. However, the encoding and processing techniques described herein may generally be applied to various communication systems such as, for example, (1) an OFDM system operating without MIMO, (2) a MIMO system operating without OFDM (i.e., operating based on a single frequency

25

subchannel, i.e., a single RF carrier, but multiple spatial subchannels), (3) a MIMO system operating with OFDM, and (4) others. OFDM is simply one technique for subdividing a wideband channel into a number of orthogonal frequency subchannels.

5

Encoding

FIG. 3A is a block diagram of an embodiment of a parallel concatenated convolutional encoder 114x, which is often referred to as a Turbo encoder. Turbo encoder 114x represents one implementation of the forward error correction (FEC) portion of encoder 114 in FIG. 1 and may be used to encode data for transmission over one or more transmission channels.

The encoding within encoder 114 may include error correction coding or error detection coding, or both, which are used to increase the reliability of the link. The encoding may include, for example, cyclic redundancy check (CRC) coding, convolutional coding, Turbo coding, Trellis coding, block coding (e.g., Reed-Solomon coding), other types of coding, or a combination thereof. For a wireless communication system, a packet of data may be initially encoded with a particular CRC code, and the CRC bits are appended to the data packet. Additional overhead bits may also be appended to the data packet to form a formatted data packet, which is then encoded with a convolutional or Turbo code. As used herein, "information bits" refer to bits provided to the convolutional or Turbo encoder, including transmitted data bits and bits used to provide error detection or correction capability for the transmitted bits.

As shown in FIG. 3A, Turbo encoder 114x includes two constituent encoders 312a and 312b, and a code interleaver 314. Constituent encoder 312a receives and encodes the information bits, x , in accordance with a first constituent code to generate a first sequence of tail and parity bits, y . Code interleaver 314 receives and interleaves the information bits in accordance with a particular interleaving scheme. Constituent encoder 312b receives and encodes the interleaved bits in accordance with a second constituent code to generate a second sequence of tail and parity bits, z . The information bits, tail bits, and parity bits from encoders 312a and 312b are provided to the next processing element (channel interleaver 116).

FIG. 3B is a diagram of an embodiment of a Turbo encoder 114y, which is one implementation of Turbo encoder 114x and may also be used within encoder 114 in FIG. 1. In this example, Turbo encoder 114y is a rate 1/3 encoder that provides two parity bits, y and z , for each information bit x .

In the embodiment shown in FIG. 3B, each constituent encoder 322 of Turbo encoder 114y implements the following transfer function for the constituent code:

$$G(D) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{n(D)}{d(D)} \end{bmatrix} ,$$

5 where

$$n(D) = 1 + D + D^3 \quad , \text{ and}$$

$$d(D) = 1 + D^2 + D^3$$

Other constituent codes may also be used and are within the scope of the invention.

Each constituent encoder 322 includes a number of series coupled delay
 10 elements 332, a number of modulo-2 adders 334, and a switch 336. Initially, the states of delay elements 332 are set to zeros and switch 336 is in the up position. Then, for each information bit in a data packet, adder 334a performs modulo-2 addition of the information bit with the output bit from adder 334c and provides the result to delay element 332a. Adder 334b receives and performs
 15 modulo-2 addition of the bits from adder 334a and delay elements 332a and 332c, and provides the parity bit y . Adder 334c performs modulo-2 addition of the bits from delay elements 332b and 332c.

After all N information bits in the data packet have been encoded, switch
 336 is moved to the down position and three zero ("0") bits are provided to the
 20 constituent encoder 322a. Constituent encoder 322a then encodes the three zero bits and provides three tail systematic bits and three tail parity bits.

For each packet of N information bits, constituent encoder 322a provides
 N information bits x , the first three tail systematic bits, N parity bits y , and the
 first three tail parity bits, and constituent encoder 322b provides the second
 25 three tail systematic bits, N parity bits z , and the last three tail parity bits. For each packet, encoder 114y provides N information bits, six tail systematic bits, $N+3$ parity bits from encoder 322a, and $N+3$ parity bits from encoder 322b.

Code interleaver 314 may implement any one of a number of
 interleaving schemes. In one specific interleaving scheme, the N information
 30 bits in the packet are written, by row, into a 2^5 -row by 2^n -column array, where n is the smallest integer such that $N \leq 2^{5+n}$. The rows are then shuffled according to a bit-reversal rule. For example, row 1 ("00001") is swapped with row 16 ("10000"), row 3 ("00011") is swapped with row 24 ("11000"), and so on. The bits

within each row are then permuted (i.e., rearranged) according to a row-specific linear congruential sequence (LCS). The LCS for row k may be defined as $x_k(i+1) = \{x_k(i) + c_k\} \bmod 2^n$, where $i = 0, 1, \dots, 2^n-1$, $x_k(0) = c_k$, and c_k is a specific value selected for each row and is further dependent on the value for n . For
5 permutation in each row, the i^{th} bit in the row is placed in location $x(i)$. The bits in code interleaver 314 are then read out by column.

The above LCS code interleaving scheme is described in further detail in commonly assigned U.S. Patent Application Serial No. 09/205,511, entitled "TURBO CODE INTERLEAVER USING LINEAR CONGRUENTIAL
10 SEQUENCES," filed December 4, 1998, and in a document entitled "C.S0002-A-1 Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems" (hereinafter referred to as the cdma2000 standard), both of which are incorporated herein by reference.

Other code interleaver may also be used and are within the scope of the
15 invention. For example, a random interleaver or a symmetrical-random (S-random) interleaver may also be used instead of the linear congruential sequence interleaver described above.

For clarity, the data coding is specifically described based on a Turbo code. Other coding schemes may also be used and are within the scope of the
20 invention. For example, the data may be coded with a convolutional code, a block code, a concatenated code comprised of a combination of block, convolutional, and/or Turbo codes, or some other code. The data may be coded in accordance with a "base" code, and the coded bits may thereafter be processed (e.g., punctured) based on the capabilities of the transmission
25 channels used to transmit the data.

Channel Interleaving

Referring back to FIG. 1, the coded bits from encoder 114 are interleaved by channel interleaver 116 to provide temporal and frequency diversity against
30 deleterious path effects (e.g., fading). Moreover, since coded bits are subsequently grouped together to form non-binary symbols that are then mapped to modulation symbols, the interleaving further ensures that the coded bits that form each modulation symbol are not located close to each other (temporally). For static additive white Gaussian noise (AWGN) channels, the
35 channel interleaving is less critical when a Turbo encoder is also employed, since the code interleaver effectively performs similar functions.

Various interleaving schemes may be used for the channel interleaver. In one interleaving scheme, the coded bits (i.e., the information, tail, and parity

bits) for each packet are written (linearly) to rows of memory. The bits in each row may then be permuted (i.e., rearranged) based on (1) a bit-reversal rule, (2) a linear congruential sequence (such as the one described above for the code interleaver), (3) a randomly generated pattern, (4) or a permutation pattern
5 generated in some other manner. The rows are also permuted in accordance with a particular row permutation pattern. The permuted coded bits are then retrieved from each column and provided to puncturer 117.

In an embodiment, the channel interleaving is performed individually for each bit stream in a packet. For each packet, the information bits x , the tail
10 and parity bits y from the first constituent encoder, and the tail and parity bits z from the second constituent encoder may be interleaved by three separate interleavers, which may employ the same or different channel interleaving schemes. This separate interleaving allows for flexible puncturing on the individual bit streams.

15 The interleaving interval may be selected to provide the desired temporal and frequency diversity. For example, coded bits for a particular time period (e.g., 10 msec, 20 msec, or some other) and/or for a particular number of transmission channels may be interleaved.

20 **Puncturing**

As noted above, for an OFDM communication system, the number of information bits that may be transmitted for each modulation symbol is dependent on the SNR of the transmission channel used to transmit the modulation symbol. And for an OFDM system operated in the MIMO mode,
25 the number of information bits that may be transmitted for each modulation symbol is dependent on the SNR of the frequency subchannel and spatial subchannel used to transmit the modulation symbol.

In accordance with an aspect of the invention, a number of coding/puncturing schemes may be used to generate the coded bits (i.e.,
30 information, tail, and parity bits) for transmission. In a first coding/puncturing scheme, a particular base code and common puncturing is applied for all transmission channels. In a second coding/puncturing scheme, the same base code but variable puncturing is applied for the transmission channels. The variable puncturing is dependent on the SNR of the transmission channels.

35 FIG. 4A is a flow diagram of an embodiment for generating the required coded bits for a data transmission, which employs the base code and common puncturing scheme. Initially, the SNR for each transmission channel (i.e., each eigenmode of each frequency subchannel) is determined, at step 412. For an

OFDM system not operated in the MIMO mode, only one eigenmode is supported and thus only one SNR is determined for each frequency subchannel. The SNR for each transmission channel may be determined based on the transmitted pilot reference or via some other mechanism.

5 At step 414, the number of information bits per modulation symbol supported by each transmission channel is determined based on its SNR. A table that associates a range of SNR with each specific number of information bits/modulation symbol, such as Table 1, may be used. However, finer quantization than the 0.5-bit step size for the information bits shown in Table 1
10 may be used. A modulation scheme is then selected for each transmission channel such that the number of information bits/modulation symbol can be transmitted, at step 416. The modulation scheme may also be selected to take into account other factors (e.g., coding complexity), as described in further detail below.

15 At step 418, the total number of information bits that may be transmitted in each time slot for all transmission channels is determined. This can be achieved by summing the number of information bits/modulation symbol determined for all transmission channels. Similarly, the total number of coded bits that may be transmitted in each time slot for all transmission channels is
20 determined, at step 420. This can be achieved by determining the number of coded bits/modulation symbol for each modulation scheme selected in step 416, and summing the number of coded bits for all transmission channels.

 At step 422, the total number of information bits determined in step 418 is encoded with a particular encoder. If a Turbo encoder is used, the tail bits
25 and parity bits generated by the encoder are punctured to obtain the total number of coded bits determined in step 420. The unpunctured coded bits are then grouped into non-binary symbols, which are then mapped to modulation symbols for the transmission channels, at step 426.

 The first coding/puncturing scheme is relatively simple to implement
30 since the same base code and puncturing scheme are used for all transmission channels. The modulation symbol for each transmission channel represents a point in a signal constellation corresponding to the modulation scheme selected for that transmission channel. If the distribution of the SNR for the transmission channels is widespread, the distance between the constellation
35 points relative to the noise variance for different signal constellations will vary widely. This may then impact the performance of the system.

 FIG. 4B is a flow diagram of an embodiment for generating the required coded bits for a data transmission, which employs the same base code but

variable puncturing scheme. Initially, the SNR for each transmission channel is determined, at step 432. In an embodiment, transmission channels with insufficient SNR are omitted from use for data transmission (i.e., no data is transmitted on poor transmission channels). The number of information bits per modulation symbol supported by each transmission channel is then determined based on its SNR, at step 434. A modulation scheme is next selected for each transmission channel such that the number of information bits/modulation symbol can be transmitted, at step 436. Steps 432, 434, and 436 in FIG. 4B correspond to steps 412, 414, and 416 in FIG. 4A.

At step 438, the transmission channels belonging to the same SNR range are grouped into a segment. Alternatively, ranges can be defined for the number of information bits per modulation symbol (e.g., range 1 covering 1.0 to 1.5 information bits/modulation symbol, range 2 covering 1.5 to 2.0 information bits/modulation symbol, and so on). In this case, transmission channels having number of information bits per modulation symbol within the same range are grouped into a segment.

Each segment includes K_i transmission channels, where K_i can be any integer one or greater. The total number of information bits and total number of coded bits that can be transmitted in each segment are then determined, at step 440. For example, segment i may include K_i transmission channels, each of which may support transmission of N_i information bits/modulation symbol and P_i tail and parity bits/modulation symbol. For each time slot, the total number of information bits that may be transmitted in segment i can be computed as $K_i \cdot N_i$, the total number of tail and parity bits that may be transmitted can be computed as $K_i \cdot P_i$, and the total number of coded bits may be computed as $K_i(N_i + P_i)$.

At step 442, the information bits to be transmitted in each time slot for all segments, which may be computed as $\sum_i K_i N_i$, are encoded with a particular

encoder (e.g., a rate 1/3 Turbo encoder such as the one shown in FIG. 3B). At step 444, N_i information bits and N_i/R parity and tail bits are assigned to each transmission channel of segment i , where R is the coding rate of the encoder. The N_i/R parity and tail bits are then punctured to obtain the P_i parity and tail bits required for each transmission channel of the segment, at step 446. At step 448, the N_i information bits and the P_i parity and tail bits for each transmission channel of segment i are mapped to a modulation symbol for the transmission channel.

The second coding/puncturing scheme may provide improved performance over the first scheme, especially if the distribution of SNR for the transmission channels is widespread. Since different modulation schemes and coding rate may be used for different transmission channels, the number of bits
5 transmitted on each transmission channel is typically communicated from the receiver to the transmitter on the reverse link.

Table 1 shows the quantization of the number of information bits/modulation symbol using 0.5-bit step size. The quantization granularity may be reduced (i.e., to be finer than 0.5-bit) if each segment (and not each
10 transmission channel) is required to support an integer number of information bits. If $K_i \cdot N_i$ is required to be an integer, a larger integer value for K_i allows for a smaller step size for N_i . The quantization granularity may be further reduced if the quantization is allowed to be carried from segment to segment. For example, if one bit needs to be rounded-off in one segment, one bit may be
15 rounded-up in the next segment, if appropriate. The quantization granularity may also be reduced if the quantization is allowed to be carried over multiple time slots.

To support an OFDM system (especially one operated in the MIMO mode) whereby different SNR may be achieved for the transmission channels, a
20 flexible puncturing scheme may be used in conjunction with a common base encoder (e.g., a rate 1/3 Turbo encoder) to achieve the necessary coding rates. This flexible puncturing scheme may be used to provide the necessary number of tail and parity bits for each segment. For a high coding rate in which more tail and parity bits are punctured than retained, the puncturing may be
25 efficiently achieved by retaining the required number of tail and parity bits as they are generated by the encoder and discarding the others.

As an example, a segment may include 20 16-QAM modulation symbols and has a SNR that supports transmission of 2.75 information bits/modulation symbol. For this segment, 55 information bits ($55 = 20 \times 2.75$) may be
30 transmitted in 20 modulation symbols. Each 16-QAM modulation symbol is formed with four coded bits, and 80 coded bits are needed for 20 modulation symbols. The 55 information bits may be encoded with a rate 1/3 encoder to generate 122 tail and parity bits and 55 information bits. These 122 tail and parity bits may be punctured to provide the 35 tail and parity bits required for
35 the segment, which in combination with the 55 information bits comprise the 80 coded bits.

Referring back to FIG. 1, puncturer 117 receives the interleaved information and parity bits from channel interleaver 116, punctures (i.e.,

deletes) some of the tail and parity bits to achieve the desired coding rate(s), and multiplexes the unpunctured information, tail, and parity bits into a sequence of coded bits. The information bits (which are also referred to as systematic bits) may also be punctured along with the tail and parity bits, and
 5 this is within the scope of the invention.

FIG. 3C is a diagram of an embodiment of a puncturer 117x, which may be used to provide variable puncturing of coded bits. Puncturer 117x is one implementation of puncturer 117 in FIG. 1. Using a set of counters, puncturer 117x performs puncturing to retain P_i tail and parity bits out of Q_i tail and
 10 parity bits generated by the encoder for segment i .

Within puncturer 117x, the interleaved tail and parity bits y_{INT} and z_{INT} from the two constituent encoders of the Turbo encoder are provided to two inputs of a switch 342. Switch 342 provides either the y_{INT} tail and parity bits or the z_{INT} tail and parity bits to line 343, depending on a control signal from a
 15 toggle unit 348. Switch 342 ensures that the tail and parity bits from the two constituent encoders are evenly selected by alternating between the two tail and parity bit streams.

A first counter 352 performs modulo- Q addition and wraps around after its content reaches beyond $Q-1$. A second counter 354 counts (by one) the Q tail
 20 and parity bits. For each segment, both counters 352 and 354 are initially set to zero, switch 342 is in the up position, and the first tail or parity bit y_{INT0} is provided from multiplexer 346 by closing a switch 344 and appropriately controlling the multiplexer. For each subsequent clock cycle, counter 352 is incremented by P and counter 354 is incremented by one. The value of counter
 25 352 is provided to a decision unit 356. If counter 352 experiences a modulo- Q operation (i.e., the content of counter 352 wraps around), the tail or parity bit on line 343 is provided through switch 344 to multiplexer 346, which then provides the tail or parity bit as an output coded bit. Each time a tail or parity bit is provided from multiplexer 346, toggle unit 348 toggles the state of the
 30 control signal, and the other tail and parity bit stream is provided to line 343. The process continues until all Q_i tail and parity bits in the segment are exhausted, as indicated by comparison unit 358.

Other puncturing patterns may also be used and are within the scope of the invention. To provide good performance, the number of tail and parity bits
 35 to be punctured should be balanced between the two constituent codes (i.e., approximately equal number of y_{INT} and z_{INT} tail and parity bits are selected) and the unpunctured bits should be distributed relatively evenly over the code block for each segment.

In certain instances, the number of information bits may be less than the capacity of the transmission channels. In such instances, the available and unfilled bit positions may be filled with zero padding, by repeating some of the coded bits, or by some other scheme. The transmit power may also be reduced
5 for some schemes.

Gray Mapping

In an embodiment, for each modulation scheme (e.g., QPSK, 16-QAM, 64-QAM, and so on) selected for use, the points in the signal constellation for
10 the modulation scheme are defined using Gray mapping. The Gray mapping reduces the number of bit errors for more likely error events, as described in further detail below.

FIG. 5 is a diagram of a signal constellation for 16-QAM and a specific Gray mapping scheme. The signal constellation for 16-QAM includes 16 points,
15 each of which is associated with a specific 4-bit value. For Gray mapping, the 4-bit values are associated with the points in the signal constellation such that the values for adjacent points (in the horizontal or vertical direction) differ by only one bit position. The values for points further away differ by more bit positions (e.g., the values for adjacent points in the diagonal direction differ by two bit
20 positions).

Each group of four coded bits ($b_1 b_2 b_3 b_4$) is mapped to a specific point in the signal constellation associated with the same value as that of the four coded bits. For example, a value of ("0111") for the four coded bits is mapped to a point 512 in the signal constellation. This point then represents the modulation
25 symbol for the four coded bits. For 16-QAM, each modulation symbol represents a specific one of the 16 points in the signal constellation, with the specific point being determined by the value of the four coded bits. Each modulation symbol can be expressed as a complex number ($c + jd$) and provided to the next processing element (i.e., MIMO processor 120 in FIG. 1).

30 At the receiver unit, the modulation symbols are received in the presence of noise and typically do not map to the exact location in the signal constellation. For the above example, the received modulation symbol for the transmitted coded bits ("0111") may not map to point 512 at the receiver unit. The noise may have caused the received modulation symbol to be mapped to
35 another location in the signal constellation. Typically, there is greater likelihood of the received modulation symbol being mapped to a location near the correct location (e.g., near the points for "0101", "0011", "0110", or "1111"). Thus, the more likely error event is a received modulation symbol being

erroneously mapped to a point adjacent to the correct point. And since adjacent points in the signal constellation have values that differ by only one bit position, the Gray mapping reduces the number of error bits for more likely error events.

5 FIG. 5 shows a specific Gray mapping scheme for the 16-QAM signal constellation. Other Gray mapping schemes may also be used and are within the scope of the invention. The signal constellations for other modulation schemes (e.g., 8-PSK, 64-QAM, and so on) may also be mapped with similar or other Gray mapping schemes. For some modulation schemes such as 32-QAM
10 and 128-QAM, a partial Gray mapping scheme may be used if a full Gray mapping scheme is not possible. Also, mapping schemes not based on Gray mapping may also be used and are within the scope of the invention.

MIMO Processing

15 FIG. 6 is a block diagram of an embodiment of a MIMO processor 120x, which is one implementation of MIMO processor 120 in FIG. 1. The modulation symbols may be transmitted on multiple frequency subchannels and possibly from multiple transmit antennas. When operating in the MIMO mode, the transmission on each frequency subchannel and from each transmit
20 antenna represents non-duplicated data.

 Within MIMO processor 120x, a demultiplexer (DEMUX) 610 receives and demultiplexes the modulation symbols into a number of subchannel symbol streams, S_1 through S_L , one subchannel symbol stream for each frequency subchannel used to transmit the symbols. Each subchannel symbol
25 stream is then provided to a respective subchannel MIMO processor 612.

 Each subchannel MIMO processor 612 may further demultiplex the received subchannel symbol stream into a number of (up to N_T) symbol sub-streams, one symbol sub-stream for each antenna used to transmit the modulation symbols. When the OFDM system is operated in the MIMO mode,
30 each subchannel MIMO processors 612 pre-conditions the (up to) N_T modulation symbols in accordance with equation (1) described above to generate pre-conditioned modulation symbols, which are subsequently transmitted. In the MIMO mode, each pre-conditioned modulation symbol for a particular frequency subchannel of a particular transmit antenna represents a
35 linear combination of (weighted) modulation symbols for up to N_T transmit antennas. Each of the (up to) N_T modulation symbols used to generate each pre-conditioned modulation symbol may be associated with a different signal constellation.

For each time slot, (up to) N_T pre-conditioned modulation symbols may be generated by each subchannel MIMO processor 612 and provided to (up to) N_T symbol combiners 616a through 616t. For example, subchannel MIMO processor 614a assigned to frequency subchannel 1 may provide up to N_T pre-conditioned modulation symbols for frequency subchannel 1 of antennas 1 through N_T . Similarly, subchannel MIMO processor 612l assigned to frequency subchannel L may provide up to N_T symbols for frequency subchannel L of antennas 1 through N_T . Each combiner 616 receives the pre-conditioned modulation symbols for the L frequency subchannels, combines the symbols for each time slot into a modulation symbol vector, V , and provides the modulation symbol vector to the next processing stage (i.e., modulator 122).

MIMO processor 120x thus receives and processes the modulation symbols to provide N_T modulation symbol vectors, V_1 through V_T , one modulation symbol vector for each transmit antenna. The collection of L pre-conditioned modulation symbols for each time slot of each antenna form a modulation symbol vector V of dimensionality L. Each element of the modulation symbol vector V is associated with a specific frequency subchannel having a unique subcarrier on which the modulation symbol is conveyed. The collection of the L modulation symbols are all orthogonal to one another. If not operating in a "pure" MIMO mode, some of the modulation symbol vectors may have duplicate information on specific frequency subchannels for different transmit antennas.

Subchannel MIMO processor 612 may be designed to provide the necessary processing to implement full channel state information (full-CSI) or partial-CSI processing for the MIMO mode. Full CSI includes sufficient characterization of the propagation path (i.e., amplitude and phase) between all pairs of transmit and receive antennas for each frequency subchannel. Partial CSI may include, for example, the SNR of the spatial subchannels. The CSI processing may be performed based on the available CSI information and on the selected frequency subchannels, transmit antennas, and so on. The CSI processing may also be enabled and disabled selectively and dynamically. For example, the CSI processing may be enabled for a particular data transmission and disabled for some other data transmissions. The CSI processing may be enabled under certain conditions, for example, when the communication link has adequate SNR. Full-CSI and partial-CSI processing is described in further detail in the aforementioned U.S. Patent Application Serial No. 09/532,491.

FIG. 6 also shows an embodiment of modulator 122. The modulation symbol vectors V_1 through V_T from MIMO processor 120x are provided to

modulators 114a through 114t, respectively. In the embodiment shown in FIG. 6, each modulator 114 includes an IFFT 620, cycle prefix generator 622, and an upconverter 624.

IFFT 620 converts each received modulation symbol vector into its time-domain representation (which is referred to as an OFDM symbol) using the inverse fast Fourier transform (IFFT). IFFT 620 can be designed to perform the IFFT on any number of frequency subchannels (e.g., 8, 16, 32, and so on). In an embodiment, for each modulation symbol vector converted to an OFDM symbol, cycle prefix generator 622 repeats a portion of the time-domain representation of the OFDM symbol to form a transmission symbol for the specific antenna. The cyclic prefix insures that the transmission symbol retains its orthogonal properties in the presence of multipath delay spread, thereby improving performance against deleterious path effects. The implementation of IFFT 620 and cycle prefix generator 622 is known in the art and not described in detail herein.

The time-domain representations from each cycle prefix generator 622 (i.e., the "transmission" symbols for each antenna) are then processed by upconverter 624, converted into an analog signal, modulated to a RF frequency, and conditioned (e.g., amplified and filtered) to generate an RF modulated signal, which is then transmitted from the respective antenna 124.

OFDM modulation is described in further detail in a paper entitled "Multicarrier Modulation for Data Transmission : An Idea Whose Time Has Come," by John A.C. Bingham, IEEE Communications Magazine, May 1990, which is incorporated herein by reference.

For an OFDM system not operated in the MIMO mode, MIMO processor 120 may be removed or disabled and the modulation symbols may be grouped into the modulation symbol vector V without any pre-conditioning. This vector is then provided to modulator 122. And for an OFDM system operated with transmit diversity (and not in the MIMO mode), demultiplexer 614 may be removed or disabled and the (same) pre-conditioned modulation symbols are provided to (up to) N_r combiners.

As shown in FIG. 2, a number of different transmissions (e.g., voice, signaling, data, pilot, and so on) may be transmitted by the system. Each of these transmissions may require different processing.

FIG. 7 is a block diagram of an embodiment of a system 110y capable of providing different processing for different transmissions. The aggregate input data, which includes all information bits to be transmitted by system 110y, is provided to a demultiplexer 710. Demultiplexer 710 demultiplexes the input

data into a number of (K) channel data streams, B_1 through B_K . Each channel data stream may correspond to, for example, a signaling channel, a broadcast channel, a voice call, or a traffic data transmission. Each channel data stream is provided to a respective encoder/channel interleaver/puncturer/symbol mapping element 712 that encodes the data using a particular encoding scheme selected for that channel data stream, interleaves the encoded data based on a particular interleaving scheme, punctures the interleaved code bits, and maps the interleaved data into modulation symbols for the one or more transmission channels used for transmitting that channel data stream.

The encoding can be performed on a per channel basis (i.e., on each channel data stream, as shown in FIG. 7). However, the encoding may also be performed on the aggregate input data (as shown in FIG. 1), on a number of channel data streams, on a portion of a channel data stream, across a set of frequency subchannels, across a set of spatial subchannels, across a set of frequency subchannels and spatial subchannels, across each frequency subchannel, on each modulation symbol, or on some other unit of time, space, and frequency.

The modulation symbol stream from each encoder/channel interleaver/puncturer/symbol mapping element 712 may be transmitted on one or more frequency subchannels and via one or more spatial subchannels of each frequency subchannel. A MIMO processor 120y receives the modulation symbol streams from elements 712. Depending on the mode to be used for each modulation symbol stream, MIMO processor 120y may demultiplex the modulation symbol stream into a number of subchannel symbol streams. In the embodiment shown in FIG. 7, modulation symbol stream S_1 is transmitted on one frequency subchannel and modulation symbol stream S_K is transmitted on L frequency subchannels. The modulation stream for each frequency subchannel is processed by a respective subchannel MIMO processor, demultiplexed, and combined in similar manner as that described in FIG. 6 to form a modulation symbol vector for each transmit antenna.

In general, the transmitter unit codes and modulates data for each transmission channel based on information descriptive of the channel's transmission capability. This information is typically in the form of partial-CSI or full-CSI described above. The partial or full-CSI for the transmission channels to be used for a data transmission is typically determined at the receiver unit and reported back to the transmitter unit, which then uses the information to code and modulate data accordingly. The techniques described herein are applicable for multiple parallel transmission channels supported by

MIMO, OFDM, or any other communication scheme (e.g., a CDMA scheme) capable of supporting multiple parallel transmission channels.

Demodulation and Decoding

5 FIG. 8 is a block diagram of an embodiment of a decoding portion of system 150. For this embodiment, a Turbo encoder is used to encode the data prior to transmission. A Turbo decoder is correspondingly used to decode the received modulation symbols.

10 As shown in FIG. 8, the received modulation symbols are provided to a bit log-likelihood ratio (LLR) calculation unit 158x, which calculates the LLRs of the bits that make up each modulation symbol. Since a Turbo decoder operates on LLRs (as oppose to bits), bit LLR calculation unit 158x provides an LLR for each received coded bit. The LLR for each received coded bit is the logarithm of the probability that the received coded bit is a zero divided by the
15 probability that the received coded bit is a one.

As described above, M coded bits ($b_1, b_2, \dots b_M$) are grouped to form a single non-binary symbol S, which is then mapped to a modulation symbol T(S) (i.e., modulated to a high-order signal constellation). The modulation symbol is processed, transmitted, received, and further processed to provide a received
20 modulation symbol R(S). The LLR of coded bit b_m in the received modulation symbol can be computed as:

$$\begin{aligned}
 LLR(b_m) &= \log \left(\frac{P(b_m = 0)}{P(b_m = 1)} \right) \\
 &= \log \left(P(R(S) \mid b_m = 0) \right) - \log \left(P(R(S) \mid b_m = 1) \right) \quad \text{Eq (2)} \\
 &= \log \left(\sum_{T(S): b_m = 0} P(R(S) \mid T(S)) \right) - \log \left(\sum_{T(S): b_m = 1} P(R(S) \mid T(S)) \right)
 \end{aligned}$$

where $P(R(S) \mid b_m = 0)$ is the probability of bit b_m being a zero based on the received symbol R(S). Approximations may also be used in computing the
25 LLRs.

De-puncturer 159 then inserts "erasures" for code bits that have been deleted (i.e., punctured) at the transmitter. The erasures typically have a value of zero ("0"), which is indicative of the punctured bit being equally likely to be a zero or a one.

30 From equation (2), it can be noted that the LLRs for the received coded bits within a modulation symbol tend to be correlated. This correlation can be

broken up by interleaving the coded bits prior to modulation. As shown in FIG. 1, the channel interleaving advantageously performs the decorrelation of the coded bits in each modulation symbol.

The coded bit LLRs are provided to a channel deinterleaver 160 and
5 deinterleaved in a manner complementary to the channel interleaving performed at the transmitter. The channel deinterleaved LLRs corresponding to the received information, tail, and parity bits are then provided to a Turbo decoder 162x.

Turbo decoder 162x includes summers 810a and 810b, decoders 812a and
10 812b, a code interleaver 814, a code deinterleaver 816, and a detector 818. In an embodiment, each decoder 812 is implemented as a soft-input/soft-output (SISO) maximum a posteriori (MAP) decoder.

Summer 810a receives and sums the LLRs of the received information bits, $LLR(x')$, and the extrinsic information from deinterleaver 816 (which is set
15 to zeros on the first iteration), and provides refined LLRs. The refined LLRs are associated with greater confidence in the detected values of the received information bits.

Decoder 812a receives the refined LLRs from summer 810a and the LLRs of the received tail and parity bits from the first constituent encoder, $LLR(y')$,
20 and decodes the received LLRs to generate extrinsic information indicative of corrections in the probability values for the received information bits. The extrinsic information from decoder 812a are summed with the received information bit LLRs by summer 810b, and the refined LLRs are stored to code interleaver 814. Code interleaver 814 implements the same code interleaving
25 used at the Turbo encoder (e.g., the same as code interleaver 314 in FIG. 3B).

Decoder 812b receives the interleaved LLRs from interleaver 814 and the LLRs of the received tail and parity bits from the second constituent encoder, $LLR(z')$, and decodes the received LLRs to generate extrinsic information
30 indicative of further corrections in the probability values for the received information bits. The extrinsic information from decoder 812b is stored to code deinterleaver 816, which implements a deinterleaving scheme complementary to the interleaving scheme used for interleaver 814.

The decoding of the received coded bit LLRs is iterated a number of times. With each iteration, greater confidence is gained for the refined LLRs.
35 After all the decoding iterations have been completed, the final refined LLRs are provided to detector 818, which provides values for the received information bits based on the LLRs.

Other types of decoder may also be used beside the SISO MAP decoder such as one that implements the soft output Viterbi algorithm (SOVA). The design of the decoder is typically dependent on the particular Turbo coding scheme used at the transmitter.

- 5 Turbo decoding is described in greater detail by Steven S. Pietrobon in a paper entitled "Implementation and Performance of a Turbo/Map Decoder," International Journal of Satellite Communications, Vol. 16, 1998, pp. 23-46, which is incorporated herein by reference.

10 **Modulation Scheme and Coding Rate**

- The achieved SNR of each transmission channel supports a particular number of information bits per modulation symbol (i.e., a particular information bit rate) for a desired level of performance (e.g., 1% FER). This information bit rate may be supported by a number of different modulation
- 15 schemes. For example, a bit rate of 1.5 information bits/modulation symbol may be supported by QPSK, 8-PSK, 16-QAM, or any higher order modulation scheme. Each modulation scheme is able to transmit a particular number of coded bits per modulation symbol.

- Depending on the selected modulation scheme, a corresponding coding
- 20 rate is selected such that the required number of coded bits is provided for the number of information bits for each modulation symbol. For the above example, QPSK, 8-PSK, and 16-QAM are respectively able to transmit 2, 3, and 4 coded bits per modulation symbol. For an information bit rate of 1.5 information bits/modulation symbol, coding rates of 3/4, 1/2, and 3/8 are
- 25 used to generate the required number of coded bits for QPSK, 8-PSK, and 16-QAM, respectively. Thus, different combinations of modulation scheme and coding rate may be used to support a particular information bit rate.

- In certain embodiments of the invention, a "weak" binary code (i.e., a high coding rate) is used in conjunction with a low-order modulation scheme
- 30 for the supported bit rate. Through a series of simulation, it is observed that a lower order modulation scheme in combination with a weaker code may offer better performance than a higher order modulation scheme with a stronger code. This result may be explained as follows. The LLR decoding metrics of binary Turbo codes in an AWGN channel is near optimal for the Turbo decoding algorithm. However, for the Gray mapped high-order modulation
- 35 scheme, the optimal LLR metrics are generated for each received modulation symbol and not each received bit. The symbol LLR metrics are then broken to yield bit LLR metrics for the binary code decoder. Some information is lost

during the break-up process, and using the bit decoding metrics may result in non-optimal performance. The lower order modulation schemes correspond to fewer bits per symbol, which may experience less of the break-up loss and therefore provide better performance than the higher order modulation scheme counterparts.

In accordance with an aspect of the invention, in order to achieve certain spectrum efficiency, a code with a coding rate of between, and inclusive of, $n/(n+1)$ to $n/(n+2)$ is used with an appropriate modulation scheme, where n is the number of information bits per modulation symbol. This coding rate may be easily achieved with a fixed code (e.g., the rate 1/3 Turbo code described above) in combination with a variable puncturing scheme. To achieve a high coding rate, the tail and parity bits may be heavily punctured and the unpunctured tail and parity bits may be evenly distributed over the information bits.

Framing

For many communication systems, it is convenient to define data packets (i.e., logical frames) with fixed sizes. For example, a system may define three different packets having sizes of 1024, 2048, and 4096 bits. These defined data packets simplify some of the processing at both the transmitter and receiver.

For an OFDM system, a physical frame may be defined to include (1) an integer number of OFDM symbols, (2) a particular number of modulation symbols on one or more transmission channels, (3) or some other units. As described above, because of the time-variant nature of the communication link, the SNR of the transmission channels may vary over time. Consequently, the number of information bits which may be transmitted on each time slot for each transmission channel will likely vary over time, and the number of information bits in each physical frame will also likely vary over time.

In one embodiment, a logical frame is defined such that it is independent of the OFDM symbols. In this embodiment, the information bits for each logical frame are encoded/punctured, and the coded bits for the logical frame are grouped and mapped to modulation symbols. In one simple implementation, the transmission channels are sequentially numbered. The coded bits are then used to form as many modulation symbols as needed, in the sequential order of the transmission channels. A logical frame (i.e., a data packet) may be defined to start and end at modulation symbol boundaries. In this implementation, the logical frame may span more than one OFDM symbol

and may further cross OFDM symbol boundaries. Moreover, each OFDM symbol may include coded bits from multiple data packets.

In another embodiment, a logical frame is defined based on a physical unit. For example, a logical frame may be defined to include (1) a number of modulation symbols on one or more transmission channels, (2) one or more OFDM symbols, or (3) a number of modulation symbols defined in some other manner.

The use of punctured binary Turbo code and Gray mapping (BTC-GM) for high-order modulation provides numerous advantages. The BTC-GM scheme is simpler to implement than the more optimal but more complicated Turbo trellis coded modulation (TTCM) scheme, yet can achieve performance close to that of TTCM. The BTC-GM scheme also provides a high degree of flexibility because of the ease of implementing different coding rate by simply adjusting the variable puncturing. The BTC-GM scheme also provides robust performance under different puncturing parameters. Also, currently available binary Turbo decoders may be used, which may simplify the implementation of the receiver. However, in certain embodiments, other coding schemes may also be used and are within the scope of the invention.

The foregoing description of the preferred embodiments is provided to enable any person skilled in the art to make or use the present invention. Various modifications to these embodiments will be readily apparent to those skilled in the art, and the generic principles defined herein may be applied to other embodiments without the use of the inventive faculty. Thus, the present invention is not intended to be limited to the embodiments shown herein but is to be accorded the widest scope consistent with the principles and novel features disclosed herein.

WHAT IS CLAIMED IS:

CLAIMS

1. In a wireless communication system, a method for preparing data for
2 transmission on a plurality of transmission channels, wherein each
transmission channel is operative to transmit a respective sequence of
4 modulation symbols, the method comprising:
determining a number of information bits per modulation symbol
6 supported by each transmission channel;
identifying a modulation scheme for each transmission channel such that
8 the determined number of information bits per modulation symbol is
supported;
10 determining a coding rate for each transmission channel based at least
on the determined number of information bits per modulation symbol and the
12 identified modulation scheme for the transmission channel, wherein at least
two transmission channels are associated with different coding rates;
14 encoding a plurality of information bits in accordance with a particular
encoding scheme to provide a plurality of coded bits;
16 puncturing the plurality of coded bits in accordance with a particular
puncturing scheme to provide a number of unpunctured coded bits for the
18 plurality of transmission channels; and
adjusting the puncturing to achieve the different coding rates for the at
20 least two transmission channels.
2. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is
2 a multiple-input multiple-output (MIMO) system with a plurality of transmit
antennas and a plurality of receive antennas.
3. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is
2 an orthogonal frequency division modulation (OFDM) communication system.
4. The method of claim 3, wherein the OFDM communication system is
2 operated as a multiple-input multiple-output (MIMO) system with a plurality
of transmit antennas and a plurality of receive antennas.
5. The method of claim 4, wherein the OFDM system is operative to
2 transmit data on a plurality of frequency subchannels, and wherein each
transmission channel corresponds to a spatial subchannel of a frequency
4 subchannel in the OFDM system.

6. The method of claim 1, wherein the puncturing is based on
2 transmission capabilities of the plurality of transmission channels.

7. The method of claim 6, wherein the transmission capabilities are
2 determined from channel state information (CSI) derived for the plurality of
transmission channels.

8. The method of claim 7, wherein the CSI includes signal-to-noise ratio
2 (SNR) information for the plurality of transmission channels.

9. The method of claim 7, wherein the CSI includes information related
2 to transmission characteristics from transmit antennas to the receive antennas.

10. The method of claim 7, wherein the CSI includes eigenmode
2 information related to transmission characteristics from transmit antennas to
the receive antennas.

11. The method of claim 6, further comprising:
2 grouping transmission channels having similar transmission capabilities
to segments, and
4 wherein the puncturing is performed for each segment.

12. The method of claim 11, further comprising:
2 assigning a group of coded bits to each segment, and
wherein the puncturing is performed on the group of coded bits
4 assigned to each segment.

13. The method of claim 11, wherein each segment includes
2 transmission channels having SNR within a particular SNR range.

14. The method of claim 1, wherein the encoding is achieved via a Turbo
2 code.

15. The method of claim 14, wherein the encoding provides a plurality
2 of tail and parity bits for the plurality of information bits, and wherein the
puncturing is performed on the plurality of tail and parity bits.

16. The method of claim 14, wherein the puncturing is performed such
2 that unpunctured tail and parity bits are approximately evenly distributed over
the plurality of information bits.

17. The method of claim 14, wherein the Turbo code includes two
2 constituent codes operative to provide two streams of tail and parity bits, and
wherein the puncturing is performed such that approximately equal number of
4 tail and parity bits are deleted from the two streams of tail and parity bits.

18. The method of claim 1, wherein the coding rate for each
2 transmission channel is selected to be between, and inclusive of, $n/(n+1)$ and
 $n/(n+2)$, where n is the number of information bits per modulation symbol
4 supported by the transmission channel.

19. The method of claim 1, wherein the coding rate for each
2 transmission channel is $1/2$ or higher.

20. The method of claim 1, wherein the encoding is achieved via a
2 convolutional code.

21. The method of claim 1, wherein the encoding is achieved via a block
2 code.

22. The method of claim 1, further comprising:
2 inserting padding bits to fill available but unfilled bit positions in the
plurality of transmission channels.

23. The method of claim 1, further comprising:
2 repeating at least some of the coded bits to fill available but unfilled bit
positions in the plurality of transmission channels.

24. The method of claim 1, further comprising:
2 interleaving the plurality of coded bits.

25. The method of claim 24, wherein the puncturing is performed on
2 interleaved coded bits.

26. The method of claim 24, wherein the encoding is achieved via a
2 Turbo code comprised of two constituent codes, and wherein the plurality of
information bits, a plurality of tail and parity bits from a first constituent code,
4 and a plurality of tail and parity bits from a second constituent code are
separately interleaved.

27. The method of claim 1, further comprising:
2 forming non-binary symbols for the plurality of transmission channels,
wherein each non-binary symbol includes a group of unpunctured coded bits;
4 and
mapping each non-binary symbol to a respective modulation symbol.

28. The method of claim 27, further comprising:
2 interleaving the plurality of coded bits, and
wherein the non-binary symbols are formed from the interleaved coded
4 bits.

29. The method of claim 27, wherein the modulation scheme for each
2 transmission channel is associated with a respective signal constellation having
a plurality of points, and wherein each modulation symbol is representative of
4 a particular point in the signal constellation for the modulation scheme.

30. The method of claim 29, wherein the plurality of points in each
2 signal constellation are assigned with values based on a particular Gray
mapping scheme.

31. The method of claim 30, wherein the values are assigned to the
2 plurality of points in each signal constellation such that values for adjacent
points in the signal constellation differ by one bit position.

32. The method of claim 1, further comprising:
2 adapting to changes in the plurality of transmission channels by
repeating the determining the number of information bits per modulation
4 symbol, the identifying the modulation scheme, and the determining the
coding rate.

2 33. The method of claim 1, wherein the modulation scheme for each
transmission channel supports transmission of two or more coded bits per
modulation symbol.

2 34. The method of claim 1, wherein the transmission on the plurality of
transmission channels are intended for a single recipient receiving device.

2 35. In an orthogonal frequency division modulation (OFDM)
communication system, a method for preparing data for transmission on a
plurality of transmission channels, wherein each transmission channel is
4 operative to transmit a respective sequence of modulation symbols, the method
comprising:

6 determining a number of information bits per modulation symbol
supported by each transmission channel;

8 identifying a modulation scheme for each transmission channel such that
the determined number of information bits per modulation symbol is
10 supported;

determining a coding rate for each transmission channel based at least
12 on the determined number of information bits per modulation symbol and the
identified modulation scheme for the transmission channel, wherein at least
14 two transmission channels are associated with different coding rates;

16 encoding a plurality of information bits in accordance with a particular
Turbo code to provide a plurality of tail and parity bits;

18 interleaving the plurality of information and tail and parity bits in
accordance with a particular interleaving scheme;

20 puncturing the plurality of interleaved bits in accordance with a
particular puncturing scheme to provide a number of unpunctured coded bits
for the plurality of transmission channels, wherein the puncturing is adjusted to
22 achieve the different coding rates for the at least two transmission channels;

forming non-binary symbols for the plurality of transmission channels,
24 wherein each non-binary symbol includes a group of unpunctured coded bits;
and

26 mapping each non-binary symbol to a respective modulation symbol.

2 36. A wireless communication system operative to transmit data on a
plurality of transmission channels, wherein each transmission channel is used
to transmit a respective sequence of modulation symbols, the system
4 comprising:

an encoder configured to encode a plurality of information bits in accordance with a particular encoding scheme to provide a plurality of coded bits, and to puncture the plurality of coded bits in accordance with a particular puncturing scheme to provide a number of unpunctured coded bits for the plurality of transmission channels, wherein each transmission channel is capable of transmitting a particular number of information bits per modulation symbol via a particular modulation scheme selected for the transmission channel, wherein each transmission channel is further associated with a particular coding rate based at least on the number of information bits per modulation symbol supported by the transmission channel and its modulation scheme, wherein at least two transmission channels are associated with different coding rates, and wherein the encoder is further configured to adjust the puncturing to achieve the different coding rates for the at least two transmission channels.

37. The system of claim 36, further comprising:

a channel interleaver coupled to the encoder and configured to interleave the plurality of coded bits, and
wherein the encoder is configured to puncture the interleaved bits.

38. The system of claim 37, further comprising:

a symbol mapping element coupled to the channel interleaver and configured to form non-binary symbols for the plurality of transmission channels, and to map each non-binary symbol to a respective modulation symbol, wherein each non-binary symbol includes a group of unpunctured coded bits.

39. The system of claim 38, further comprising:

a signal processor coupled to the symbol mapping element and configured to pre-condition the modulation symbols for the plurality of transmission channels to implement a multiple-input multiple-output (MIMO) transmission.

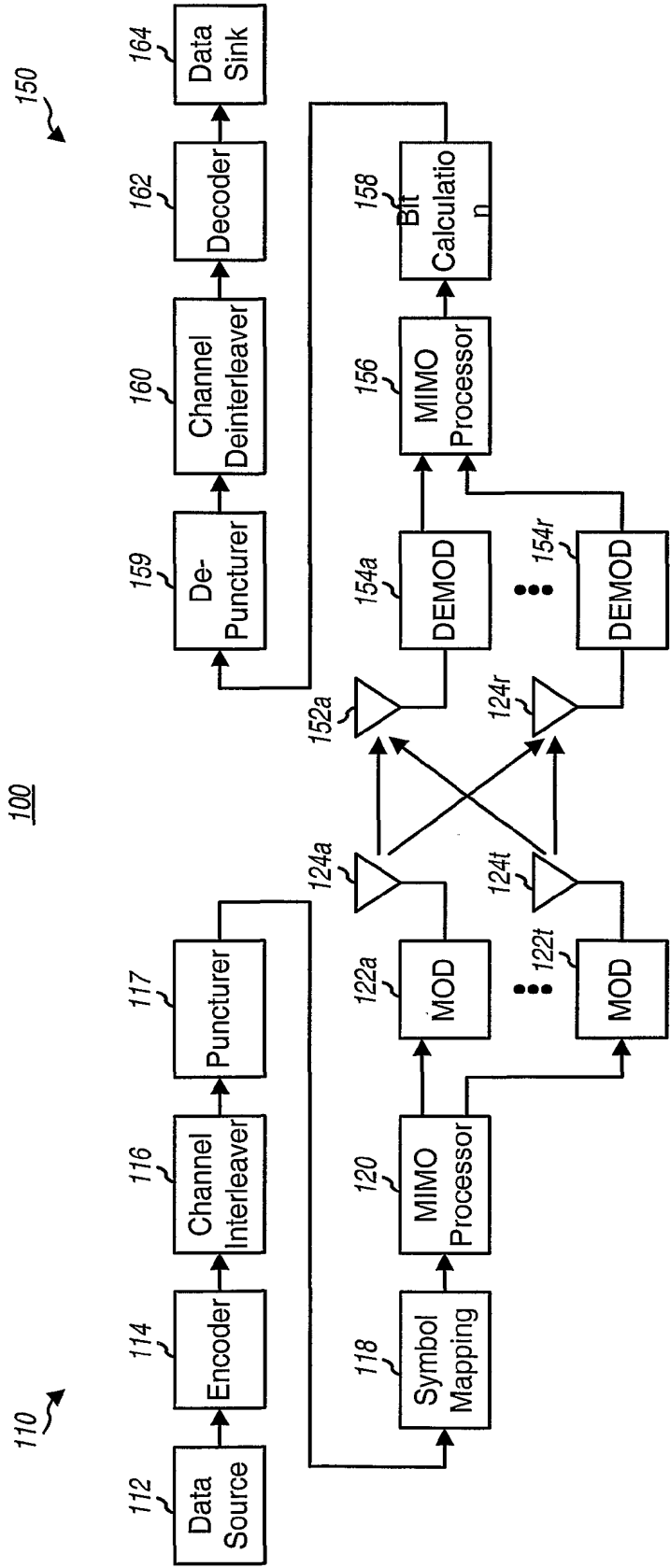


FIG. 1

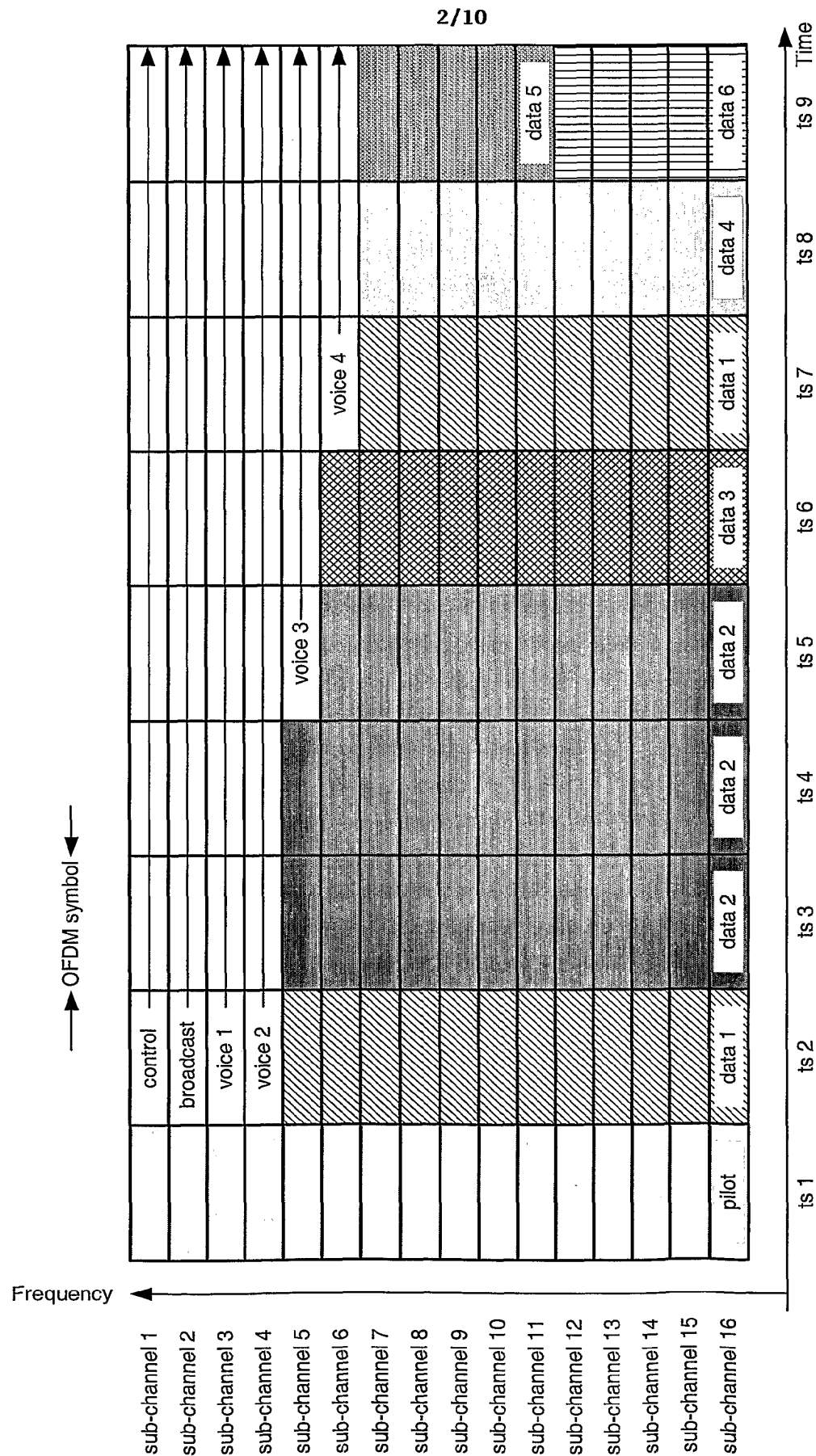
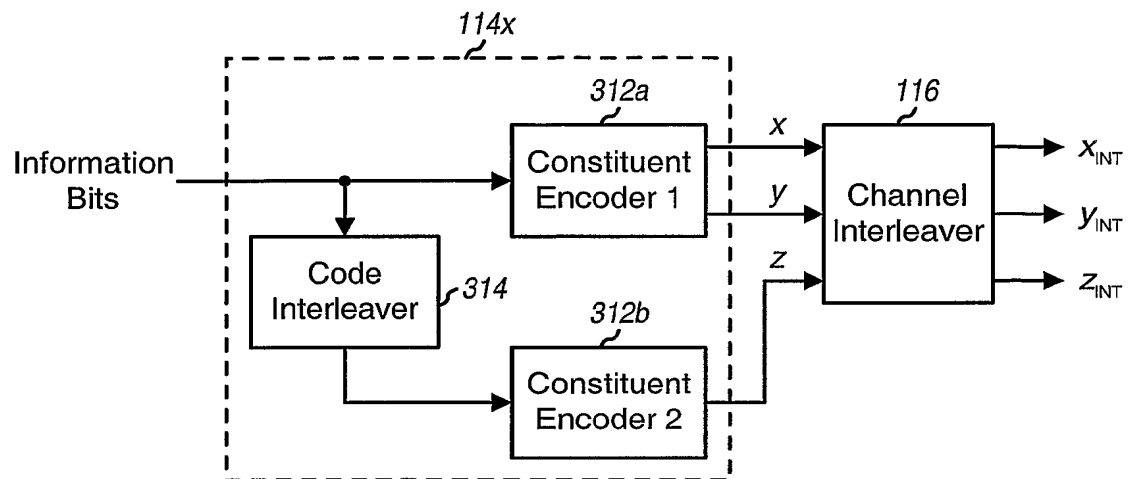
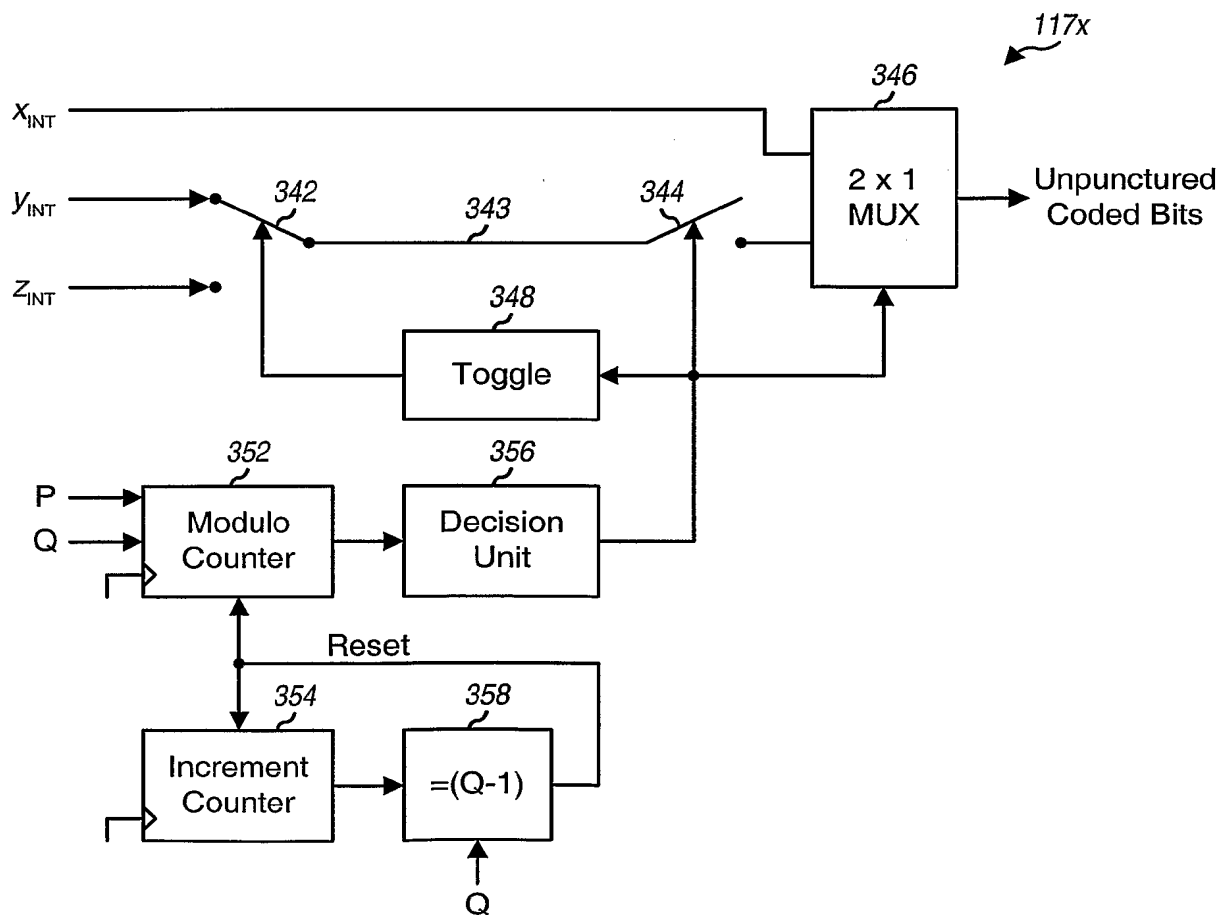


FIG. 2

3/10

**FIG. 3A****FIG. 3C**

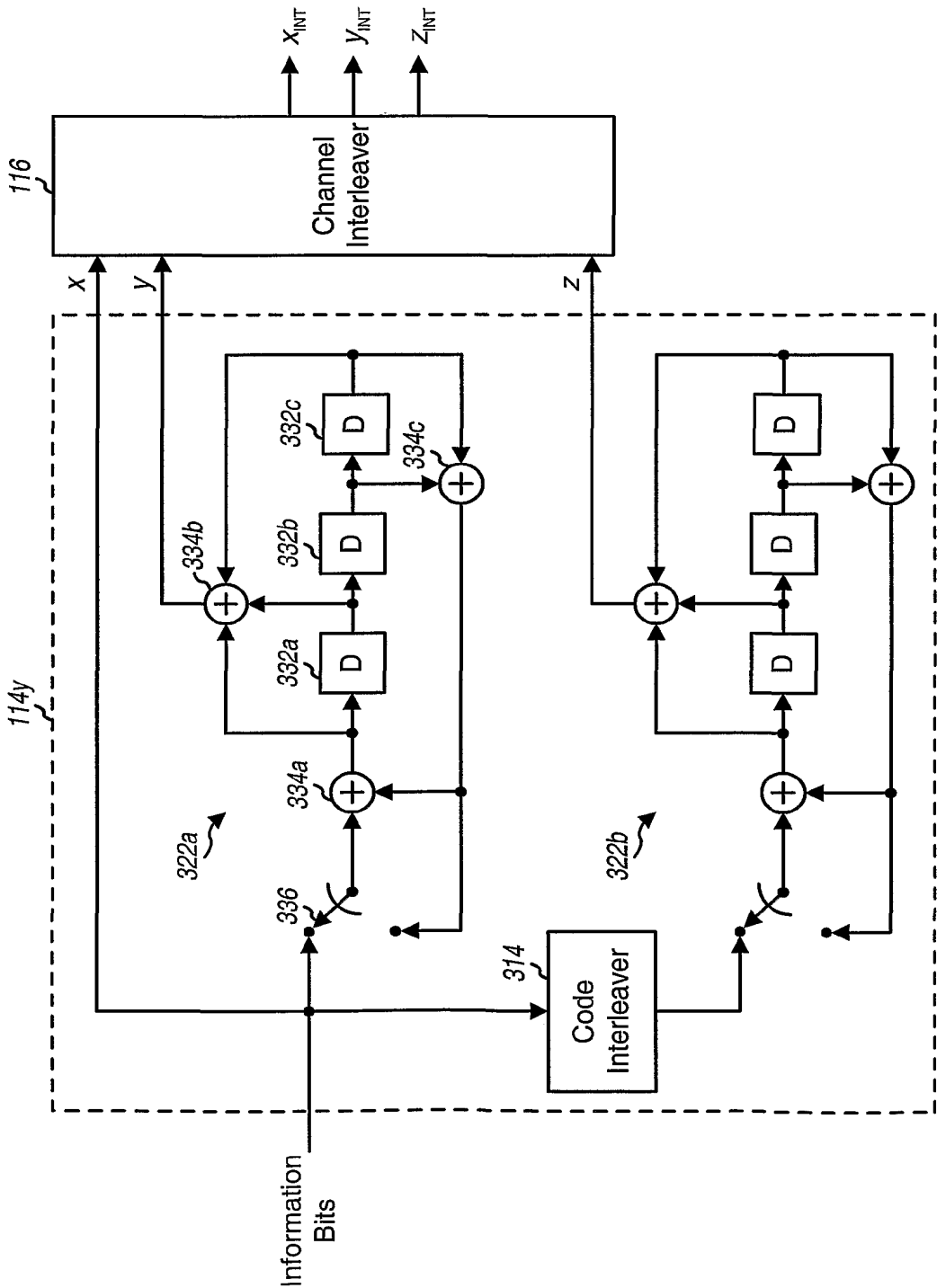
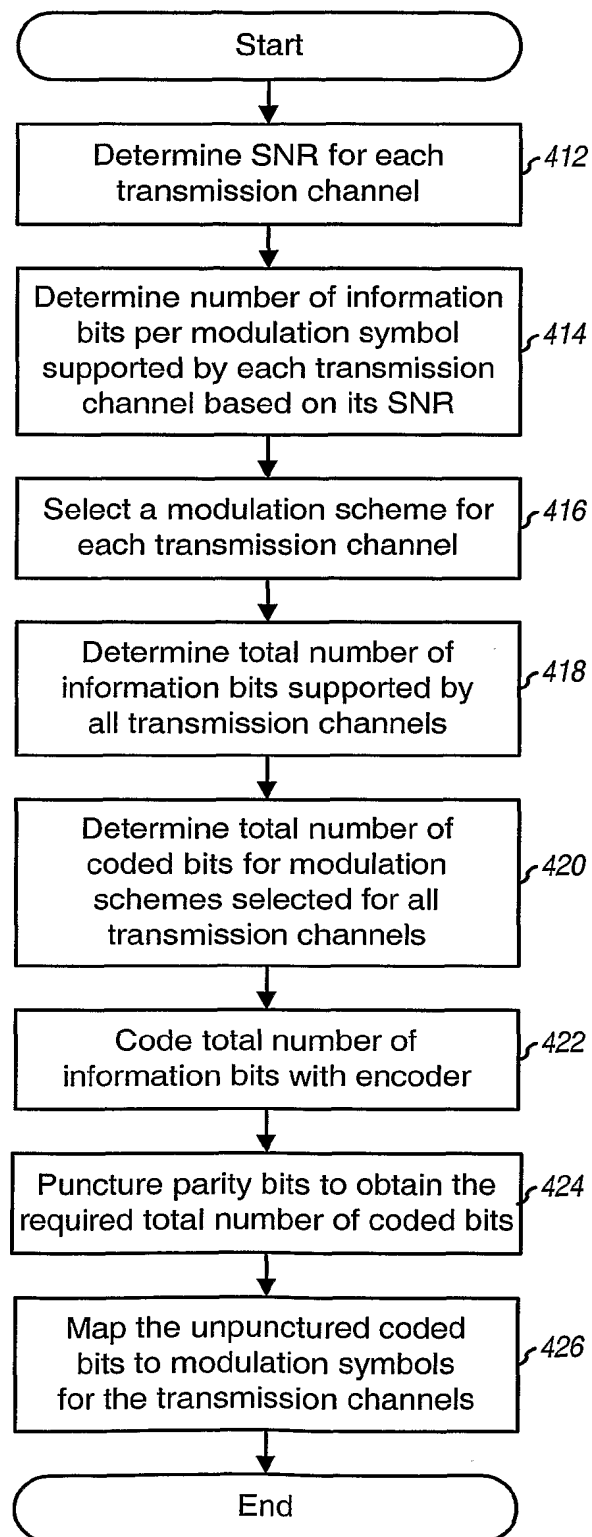
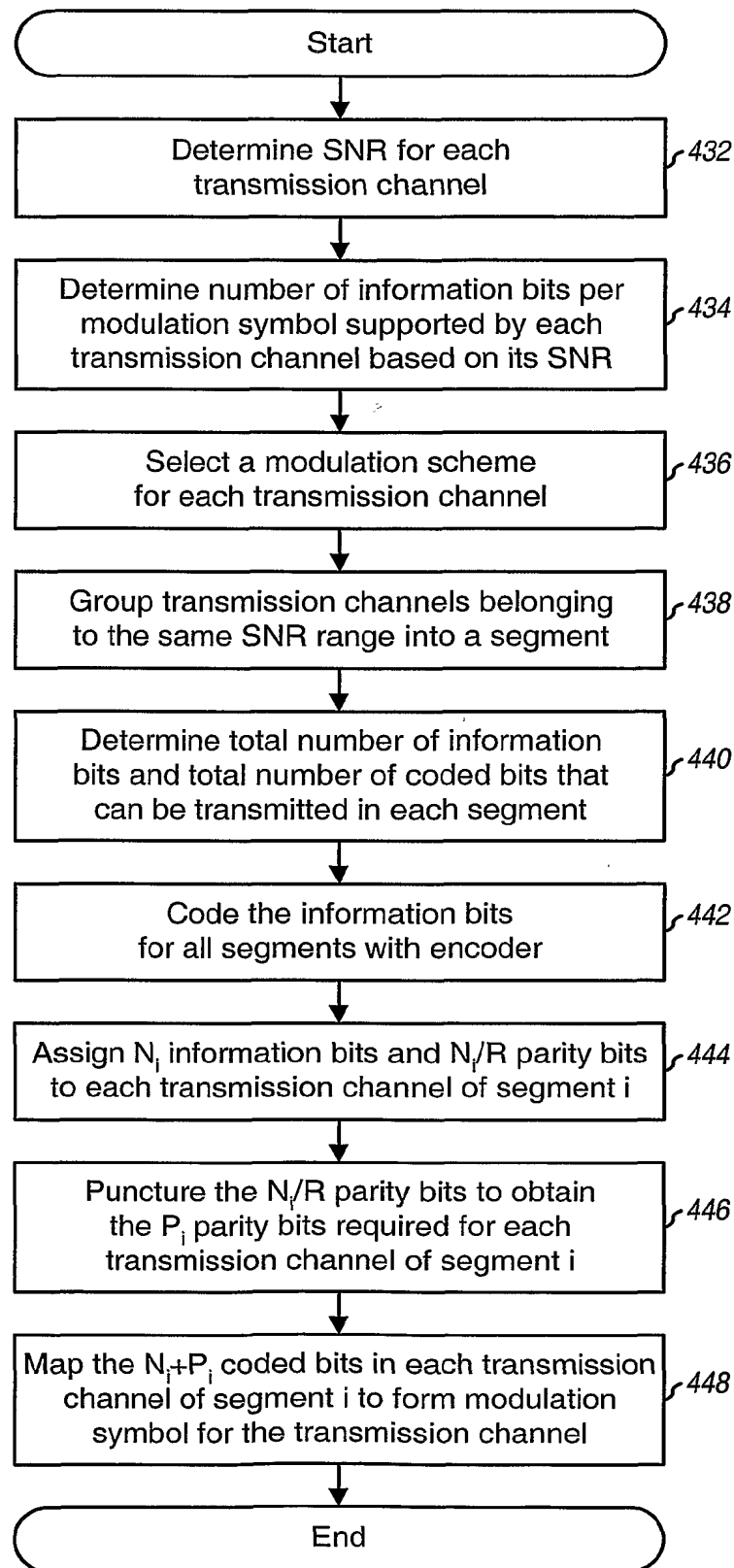


FIG. 3B

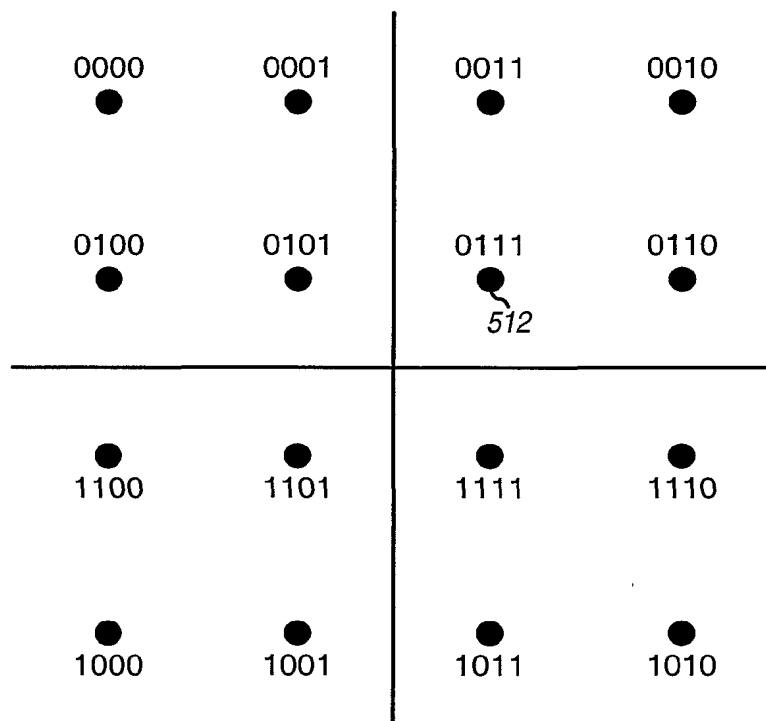
5/10

**FIG. 4A**

6/10

**FIG. 4B**

7/10

**FIG. 5**

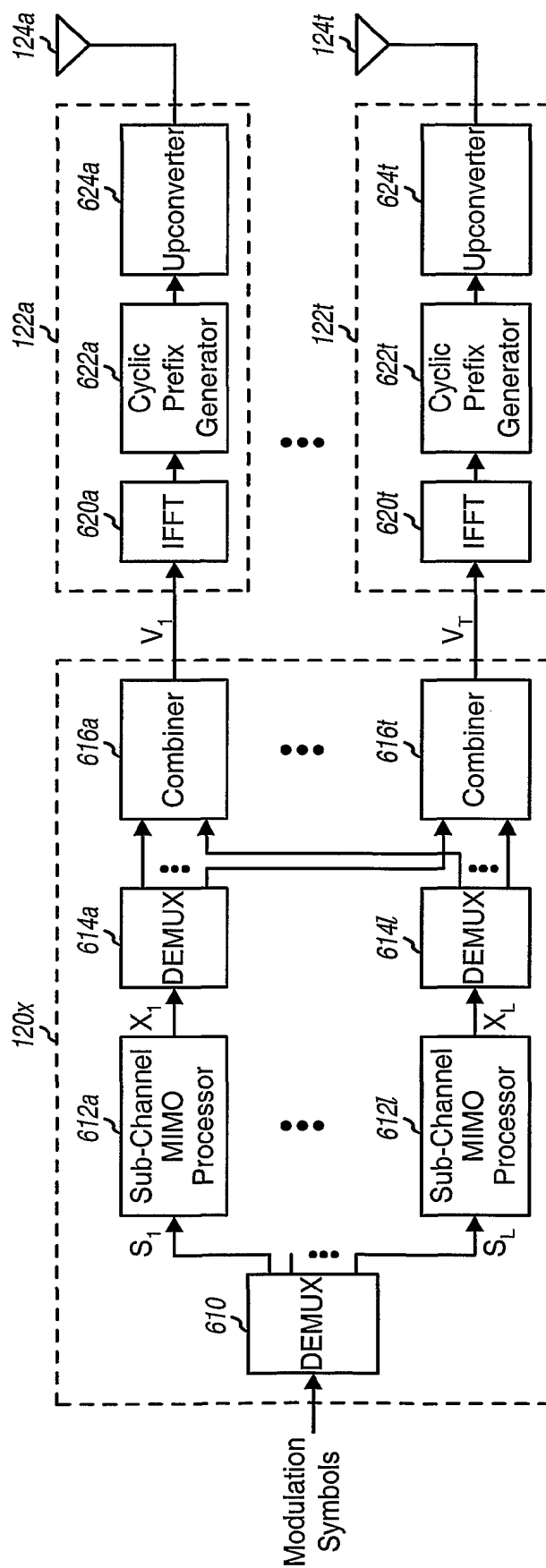


FIG. 6

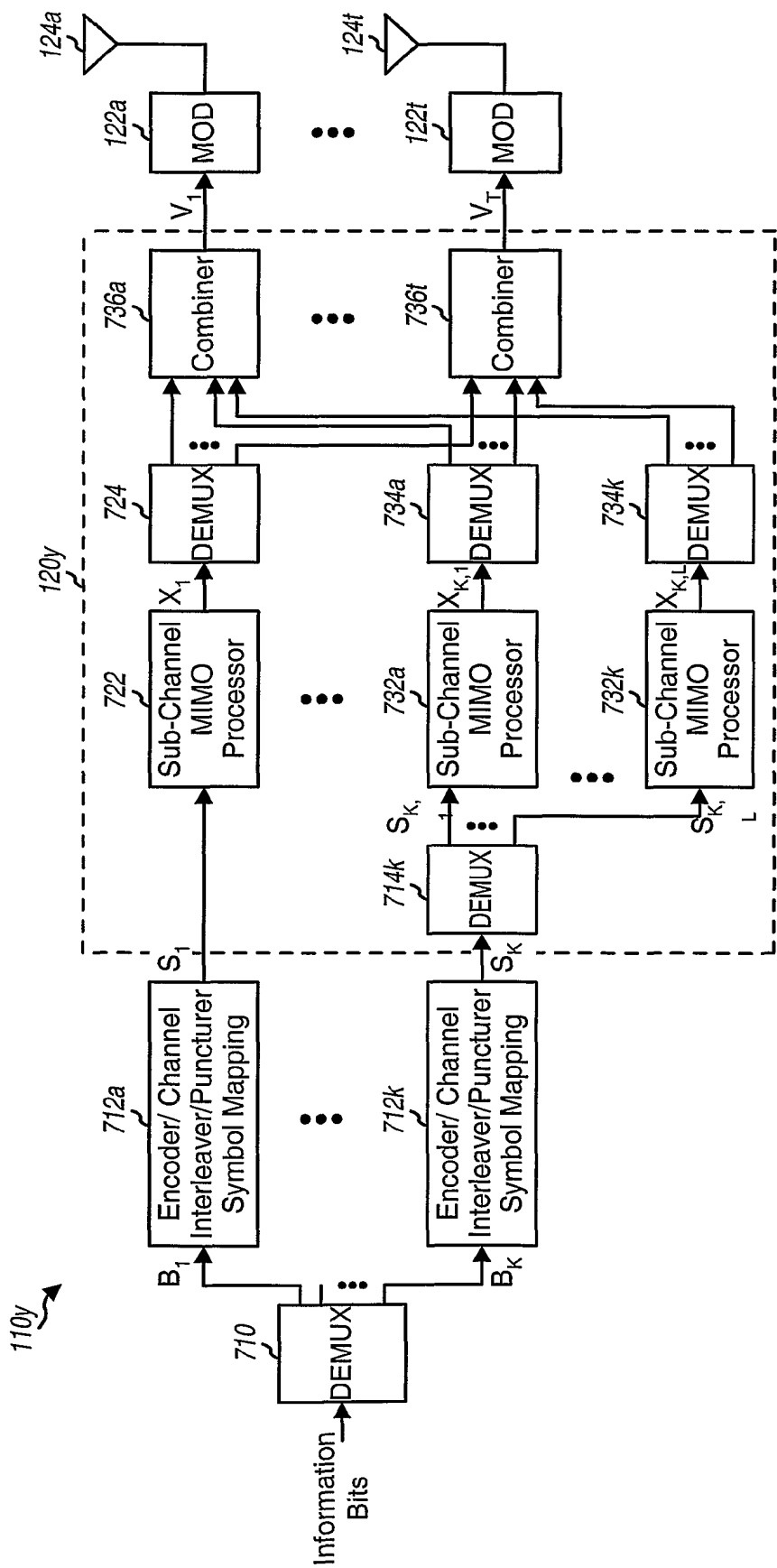


FIG. 7

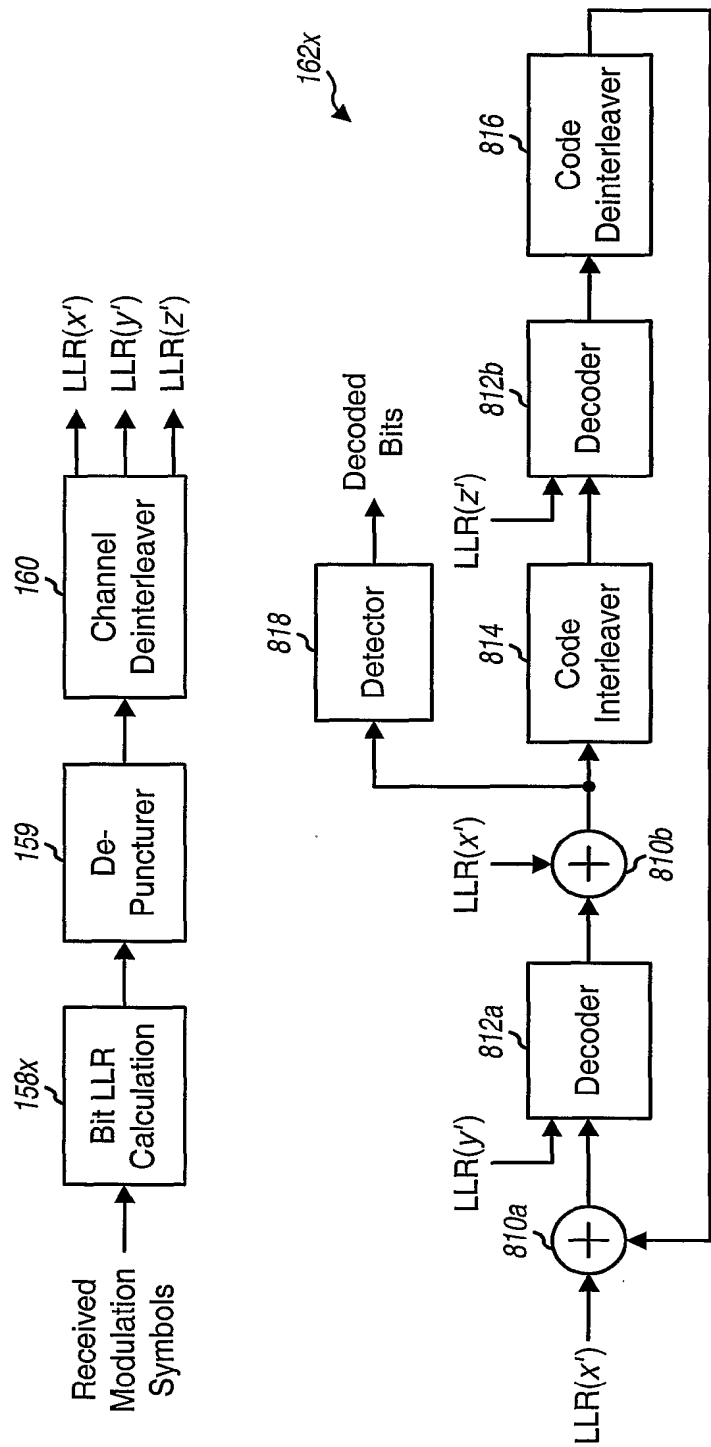


FIG. 8

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/US 02/02143

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H04L1/00 H04L27/26

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 7 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, COMPENDEX, INSPEC

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X A	US 5 197 061 A (LE FLOCH BERNARD ET AL) 23 March 1993 (1993-03-23) column 2, line 67 - column 3, line 10 column 3, line 15 - line 18 column 4, line 29 - line 40 column 4, line 59 - line 62 column 5, line 18 - line 21 column 5, line 54 - line 68 column 6, line 40 - line 47 column 9, line 51 - line 59 --- -/--	1, 3, 6, 35, 36 2, 4, 5, 7-34, 37-39

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents:

- *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- *E* earlier document but published on or after the international filing date
- *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- *T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- *8* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

3 July 2002

Date of mailing of the international search report

23/07/2002

Name and mailing address of the ISA
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Schiffer, A

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/US 02/02143

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>MATSUOKA H ET AL: "Adaptive modulation system with variable coding rate concatenated code for high quality multi-media communication systems" VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, 1996. MOBILE TECHNOLOGY FOR THE HUMAN RACE., IEEE 46TH ATLANTA, GA, USA 28 APRIL-1 MAY 1996, NEW YORK, NY, USA, IEEE, US, 28 April 1996 (1996-04-28), pages 487-491, XP010162435 ISBN: 0-7803-3157-5</p>	1,6-8, 30,35,36
A	<p>abstract page 487, right-hand column, paragraph 1 page 487, right-hand column, paragraph 3 page 488, left-hand column, paragraph 1 page 488, left-hand column, paragraph 3 - paragraph 4 page 488, right-hand column, paragraph 5 ---</p>	2-5, 9-29, 31-34, 37-39
A	<p>WO 00 27085 A (BROADCOM CORP ;JAFFE STEVEN (US); LIN THUJI SIMON (US); JOSHI ROBI) 11 May 2000 (2000-05-11) page 2, line 34 -page 3, line 2 page 3, line 11 - line 15 page 3, line 36 -page 4, line 20 page 4, line 2 - line 4 page 4, line 22 - line 29 page 5, line 31 - line 37 page 8, line 32 - line 37 ---</p>	1-39
A	<p>MUNETA S ET AL: "A NEW FREQUENCY-DOMAIN LINK ADAPTATION SCHEME FOR BROADBAND OFDM SYSTEMS" VTC 1999-FALL. IEEE VTS 50TH. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE. GATEWAY TO THE 21ST. CENTURY COMMUNICATIONS VILLAGE. AMSTERDAM, SEPT. 19 - 22, 1999, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 1 CONF. 50, September 1999 (1999-09), pages 253-257, XP000929050 ISBN: 0-7803-5436-2 abstract page 253, right-hand column, paragraph 2 - paragraph 3 page 254, left-hand column, paragraph 1 page 254, left-hand column, paragraph 3 page 254, right-hand column, paragraph 2 page 255, left-hand column, paragraph 3 --- -/--</p>	1-39

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

PCT/US 02/02143

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>SAMPEI S ET AL: "ADAPTIVE MODULATION/TMDA SCHEME FOR LARGE CAPACITY PERSONAL MULTI-MEDIA COMMUNICATION SYSTEMS" IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, INSTITUTE OF ELECTRONICS INFORMATION AND COMM. ENG. TOKYO, JP, vol. E77-B, no. 9, 1 September 1994 (1994-09-01), pages 1096-1103, XP000474107 ISSN: 0916-8516 page 1096, right-hand column, paragraph 3 page 1097, left-hand column, paragraph 3 page 1097, right-hand column, paragraph 5 page 1098, right-hand column, paragraph 6 page 1100, left-hand column, paragraph 2 -----</p>	1-39

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/US 02/02143

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5197061	A	23-03-1993	FR 2660131 A1	27-09-1991
			DE 69110716 D1	03-08-1995
			DE 69110716 T2	01-02-1996
			EP 0448492 A1	25-09-1991
			US RE36430 E	07-12-1999
WO 0027085	A	11-05-2000	AU 1330100 A	22-05-2000
			EP 1123613 A1	16-08-2001
			WO 0027085 A1	11-05-2000